anno XLIV - numero 11 - novembre 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

Il nuovo stabilimento della Emme Esse, a Manerbio

Rex 9 pollici
una nuova dimensione del portatile

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 12 - dicembre 1972 - anno XLIV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa T.E.T. - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - V. Bacchiglione 30 - Milano

EDITORIALE

A. Nicolich

Auguri in tecnicolor

L'immutabile perpetuo volgere del tempo ha già fatto cadere gli ultimi foglietti dell'almanacco 1972 e i primi del calendario 1973. « l'antenna », vitale e zampillante più che mai, gentilina come sempre, porge il suo ecumenico augurio urbi et orbi, foggiato secondo l'intendimento di ciascuno (dai Lettori alle Autorità, ai Lavoratori, ai Partiti, ai Fedayn, ai Pirati dell'aria, ai dinamitardi e a tutti coloro che esercitano simili nuove nobili professioni già ufficialmente riconosciute o in via di riconoscimento), sicura di non dispiacere auspicando per tutti favolose biche del primo fra i doni dei Re Magi, visto che dell'incenso e, tanto meno, della mirra (ad onta del loro mistico simbolismo) se ne confrica proprio nessuno.

Vorremmo a questo proposito aprire un'inchiesta per scoprire come sia finito l'oro dei Magi: servì a finanziare partiti politici, o tra i pastori c'erano dei secamisti? Certo che a Gesù non ne toccò neppure un frammento, vista la vita di povero Cristo che poi condusse. Destino avverso quello degli ori! Tutti spariti: l'oro dei Magi, quello del Reno, quello di Dongo. Sia steso il pietoso coltrone (sotto un velo, si potrebbe intravvedere qualcosa).

Nel mondo dell'elettronica italiana, il 1972 ha lungamente ed energicamente sollevato l'argomento della TV a colori, con il noto sconfortevole risultato del nulla di fatto.

Affinché il pubblico sia chiaramente informato delle discussioni, trattative, antefatti, stato attuale della tecnica di TVC, « l'antenna » è uscita con un numero speciale ad hoc, dove sono raccolte le voci e i commenti della stampa locale ed estera, intorno alla storia della nostra cromaticità a piccolo schermo, le trattazioni dei principi dei sistemi Pal e Sécam, le prese per il bavero delle quali ci ha gratificato la Rai-TV con le trasmissioni a colori delle Olimpiadi di Monaco. Lo zibaldone, tra il serio ed il faceto, spumeggia una tanto vibrata, quanto giustificata protesta per l'attuale stato di cose non ulteriormente sopportabile, e s'illude di contribuire al mantenimento della promessa formulata dal Governo (a detta di Pezzi Grossi così...) di addivenire, agli albori del 1973, alla decisione del sistema di TVC da adottare in Italia. Se saranno aculei, pungeranno. Leggete dunque il « numero speciale » (non costa niente).

Ancora una parola in proposito: « l'antenna » si è sempre schierata con il Pal e respinge le larvate accuse di aver tentennato con peccaminosi ripensamenti al cospetto del Sécam; sappia il mondo intero (probabilmente al mondo non importa proprio niente) che « l'antenna » non pencola, non si disdice ed è pronta a farsi imPALare pur di difendere le proprie idee e convinzioni.

Sale dai precordi il ricordo del coretto di voci bianche dei giovinetti allemanni, dai bianchi collettini inamidati, inneggiante alla « Stille Nacht, heilige Nacht », che recava tanta dolcezza e che i nostri bimbi non conoscono, ignari della giocondità dell'innocenza, fieri della loro precocità blasfema.

Consci che il PD² (forza d'inerzia) degli avvenimenti non rispetta la transizione della notte di S. Silvestro, facciamo tuttavia voti affinché qualche volano, connesso ai più spasmodici fatti, si deenergizzi e consenta miracolosi mutamenti: la deposizione dei brandi la cessazione delle guerre, delle piraterie, delle criminali violenze, l'elargizione della TVC agli italiani (dal salmo « suscipienda televisio »).

Principi dei moltiplicatori di frequenza a diodi

J. C. Vanhoutte - a cura di G. Frateschi

Già molto usata dal tempo dei tubi a vuoto, la tecnica delle moltiplicazioni di frequenza aveva come maggiori sostenitori i fabbricanti di trasmettitori: infatti partendo da un quarzo a bassa frequenza, con l'aiuto di moltiplicazioni successive, si otteneva una frequenza da trasmettere.
Le comparse dei semiconduttori sul mercato ha visto, come capita spesso, gli stessi schemi riprodotti con l'aiuto di transistori. Tuttavia la necessità di sorgenti di frequenze stabilizzate sempre più elevate (Tubi Phares, Klystron, Carcinotron, Laser) ha rivelato le insufficienze di questa tecnica soprattutto nella purezza spettrale.
Sono state dunque create nuove tecniche attualmente di impiego universale. È al loro esame che è dedicato lo studio che segue.

Generalità

Generalmente, un moltiplicatore di frequenze si presenta come un dispositivo a caratteristica non lineare. Allorchè si applica all'entrata un segnale della forma $V_c = A \text{ sen } \omega t$, si ricava in uscita un segnale.

$$V_u = A_0 + A_1 \text{ sen } (\omega t + \varphi_1) + A_2 \text{ sen } (2\omega t + \varphi_2) + \ldots$$

Seguendo lo schema che si è utilizzato, si possono esaltare certe componenti dello spettro d'uscita ed estrarre una di queste componenti con l'aiuto di un filtro adatto.
Noi esamineremo nei capitoli seguenti, le proprietà di due elementi non lineari a semiconduttore in differenti circuiti: il primo è un diodo chiamato Varicap o Varactor, che utilizza le proprietà non lineari della capacità di questo diodo polarizzato in senso inverso; il secondo è un diodo chiamato « Step recovery diode » o diodo a recupero ripido, che noi chiameremo nel testo SRD.

Moltiplicatore di frequenza a diodo Varicap

Analisi teorica

Sono utilizzati due modelli di diodi:
il tipo a giunzione a diffusione, che presenta una capacità della forma $C = f(V^{-1/3})$.
Il tipo con giunzione a strato nel quale la caratteristica è $C = f(V^{-1/2})$.
In queste espressioni, V rappresenta la tensione applicata ai capi del diodo allorchè questi è polarizzato nel senso inverso della conduzione. Il tipo con giunzione a strato con le tensioni d'attacco impiegate, dà maggiori distorsioni armoniche ed è più efficace nei circuiti, del modello a giunzione diffusa.
Vi sono due tipi fondamentali di circuiti, il « tipo shunt » ed il « tipo serie ». Si vedrà dopo, come, nel tipo shunt, impiegando dei diodi in $V^{-1/2}$, si favoriscano le armoniche pari, mentre nel tipo serie si ottiene l'intero spettro delle frequenze armoniche. Nei due casi, l'armonica desiderata viene selezionata con l'accordo sulla frequenza nF. Le figure 1 e 2 rappresentano i circuiti di principio del tipo « shunt » e « serie ».
I filtri ω e 2ω schematizzati in queste figure sono filtri ideali, le caratteristiche dei quali saranno precisate nello studio particolare di ciascun circuito. Si dimostra che la capacità di un diodo polarizzato in senso inverso è data (nel tipo a giunzione brusca) dall'equazione:

$$C = k(V - V_0)^{-1/2}, \qquad (1)$$

dove « k » è una costante, V la tensione di polarizzazione e V_0 il potenziale di contatto interno.
Poichè la polarizzazione, nell'utilizzazione come moltiplicatore di frequenza, è ordinariamente molto superiore al valore di V_0 (che è dell'ordine di 0,7 V per i diodi al silicio), V_0 può essere trascurata nei calcoli successivi. I costruttori danno generalmente il valore della capacità del diodo in un punto di polarizzazione. Sia C_T la capacità in questo punto di polarizzazione e C in un altro punto. Si ha dunque:

$$\frac{C}{C_T} = \left[\frac{V}{V_T}\right]^{-1/2} = \sqrt{\frac{V_T}{V}};$$

per cui

$$C = C_T \frac{\sqrt{V_T}}{\sqrt{V}} \qquad (2)$$

Nella capacità fissa, la carica immagazzinata è $Q = CV$. In un diodo Varicap per la non-linearità della caratteristica $C = f(V)$, si trova:

$$C(V) = \frac{dQ}{dV} = \frac{C_T \sqrt{V_T}}{\sqrt{V}}$$

Si ricava la carica totale nel Varicap per una tensione data:

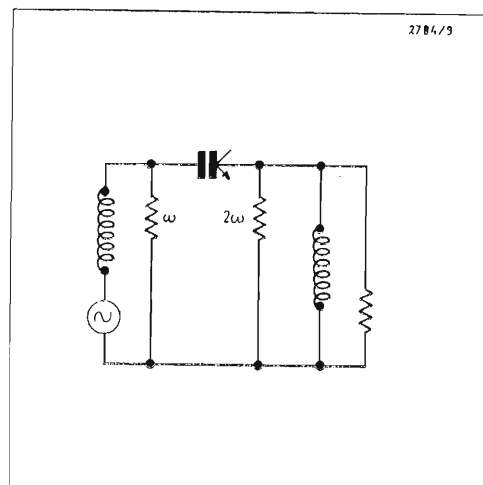
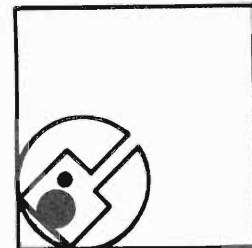
$$Q = \int C_T \sqrt{V_T}\, V^{-1/2}\, dV;$$

da cui:

$$Q = 2C_T \sqrt{V_T} \sqrt{V} + A \qquad (3)$$

Studio di un « tipo shunt » come generatore d'armoniche

In questo studio noi indicheremo con C_T la capacità del diodo alla tensione di polarizzazione V_T; C, le capacità alla tensione V, e con E_b la tensione di polarizzazione prescelta per questo circuito.
Questa tensione E_b viene generalmente riferita ad un valore medio della tensione valanga del diodo, così da utilizzare tutta la zona utile, ove questa si presenta come una capacità variabile in funzione della tensione inversa applicata ai suoi capi.
In questo circuito i filtri impiegati sono dei corti-circuiti alle pulsazioni indicate e dei circuiti aperti a tutte le altre pulsazioni (fig. 3).
La corrente che attraversa il diodo ha la forma generale:
La corrente che attraversa il diodo ha la forma generale:

Fig. 1 - Composizione circuitale del tipo « shunt ».

$I = I_1 \operatorname{sen} \omega t + I_2 \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi)$;
tenuto conto di questa espressione della corrente e dell'equazione (3), si può scrivere la carica immagazzinata nel diodo in due forme:

$$Q = -\frac{I_1 \cos \omega t}{\omega} - \frac{I_2 \cos (2\omega t + \varphi)}{2\omega} + B;$$

$$Q = 2C_T \sqrt{V \cdot V_T} + A.$$

Per $I_1 = I_2 = 0$, la tensione ai capi del Varicap è uguale alla polarizzazione continua $E_b (V = E_b)$, così da dare:

$$2C_T \sqrt{V \cdot V_T} = -\frac{I_1 \cos \omega t}{\omega} - \frac{I^2 \cos (2\omega t + \varphi)}{2\omega} + 2C_T \sqrt{E_b \cdot V_T}.$$

Il termine φ caratterizza il carico, che, a priori, non è necessariamente puramente resistivo.
Si eleva al quadrato e si identificano le componenti $V_1 = f(\omega)$ e $V_2 = f(2\omega)$, le sole che ci interessano,
a) di V_1
si trova che alla pulsazione ω, il diodo Varicap si comporta come un'impedenza:

$$\frac{1}{j C_T \omega \sqrt{\dfrac{E_b}{V_T}}},$$

che è la reattanza del Varicap alla tensione E_b e:

$$-\frac{1}{j C_T \omega} \cdot \frac{I_2}{8 V_T C_T \omega} \, C^{j\varphi},$$

che è un termine di accoppiamento fra i circuiti di pulsazione ω e 2ω;
b) di V_2
si trova che alla pulsazione 2ω il diodo è equivalente ad un generatore di *f.e.m.*:

$$-j \frac{I^2_1}{8 V_T C_T 2\omega} \, e^{j\varphi}$$

e d'impedenza interna:

$$\frac{1}{j C_T 2\omega \sqrt{\dfrac{E_b}{V_T}}},$$

che è la reattanza del diodo Varicap alla tensione E_b per 2ω.

Utilizzazione pratica

Si sceglie (fig. 4) L_2 in modo che:

$$j L_2 \omega = \frac{1}{2j C_T \omega \sqrt{\dfrac{E_b}{V_T}}},$$

e L_1 in modo che:

$$j L_1 \omega = \frac{1}{j C_T \omega \sqrt{\dfrac{E_b}{V_T}}}$$

Il circuito nel quale circola la corrente fondamentale si comporta come una resistenza:

$$R_1 = \frac{I_2}{8 V_T C_T^2 \omega_2}$$

La potenza fornita è della forma:

$$P_1 = \frac{I_1^2 I_2}{16 V_T C_T^2 \omega_2}$$

La potenza raccolta a 2ω si scrive:

$$P_2 = \frac{1}{16} \frac{I_1^2 I_2}{V_T C_T^2 \omega_2}.$$

In teoria dunque è assicurata la conversione di frequenza senza perdite. Questo risultato dipende evidentemente dall'idealizzazione del problema (filtri senza perdite, Varicap puramente capacitivo). In pratica, finchè la polarizzazione rimane fra le due zone di conduzione del diodo (conduzione diretta e conduzione a valanga), si può sperare in un rendimento di $1/n^2$, dove « n » rappresenta l'ordine dell'armonica.

Studio del tipo « serie » come generatore di armoniche

In questo circuito (fig. 5) i filtri sono considerati come ideali e presentano un'impedenza infinita alla pulsazione prescelta nulla a tutte le altre frequenze.
La tensione ai terminali del diodo Varicap è della forma:
$V = E_1 \operatorname{sen} \omega t + E_2 \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) + E_b$,
dove E_b è la tensione continua del Varicap. Sostituendo V nell'equazione (3) si ottiene:

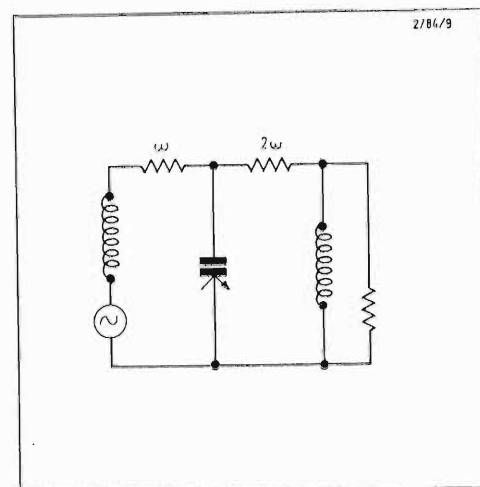



Fig. 2 - Composizione circuitale del tipo « serie ».

Fig. 3 - Nella disposizione del tipo « shunt », i filtri impiegati risultano corti circuiti rispetto alle pulsazioni prescelte e circuiti aperti per tutte le altre pulsazioni.

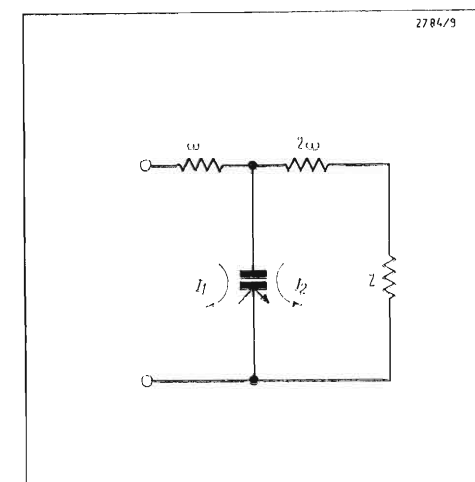
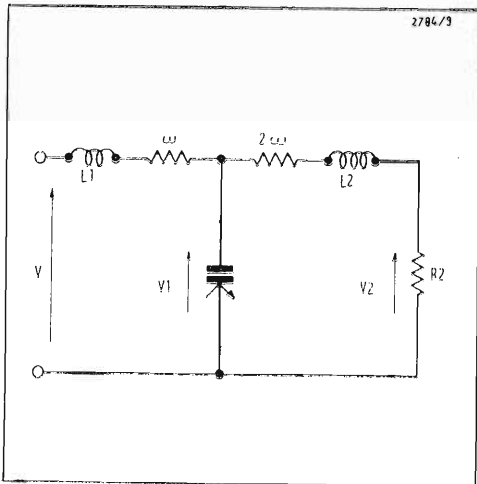



Fig. 4 - Utilizzazione pratica di un dispositivo del tipo « shunt ».

Fig. 5 - Disposizione del tipo « serie » come generatore di armoniche.

$$Q = 2C_T\, V_T\, \sqrt{E_b + E_1 \text{ sen } \omega t + E_2 \text{ sen } (2\omega t + \varphi) + A}.$$

Siccome $I = dQ/dt$, si ha:

$$I = \frac{C_T\, V_T (E_1 \omega \cos \omega t + E_2\, 2\omega \cos (2\omega t + \varphi))}{\sqrt{E_b + E_1 \text{ sen } \omega t + E_2 \text{ sen } (2\omega t + \varphi)}}$$

Occorre tuttavia scomporre questo segnale in serie di « Fourier » e calcolare il valore della componente fondamentale, a ω e della componente armonica, a 2ω.

Poichè i calcoli sono molto complessi, noi diamo un altro metodo più semplice che, anche se utilizza qualche approssimazione, conduce ai medesimi risultati della scomposizione completa.

L'approssimazione fatta consiste essenzialmente nel trascurare l'accoppiamento fra le due maglie della rete. Si introduce questo accoppiamento alla fine del calcolo, applicando il principio della conservazione dell'energia. Si considera solamente il modello ideale come lo mostra la fig. 6. Il filtro presenta un'impedenza infinita alla pulsazione indicata ed un'impedenza nulla alle altre pulsazioni.

La tensione agli estremi del diodo è $V = E_b + E\omega \text{ sen } \omega t$. Se si sostituisce V nell'equazione, si trova:

$$Q = 2C_T\, \sqrt{V_T\, E_b + E\omega \text{ sen } \omega t + A},$$

e

$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{V_T\, C_T \omega\, (E\omega)^2 \cos \omega t}{E_b + E\omega \text{ sen } \omega t}.$$

Se si scompone questa espressione nella serie di « Fourier » e si estrae la componente armonica, a 2ω, si trova:

$$I_2\omega = \sqrt{V_T}\, C_T \omega\, \sqrt{E\omega} \left| \frac{E\omega}{2E_b} \right|^{3/2}.$$

Le figure 7 e 8 mostrano un'utilizzazione pratica di questo circuito e lo schema equivalente corrispondente.

La bobina L_1 compensa la reattanza del diodo alla pulsazione ω. La bobina L_2 compensa la reattanza del diodo alla

Fig. 6 - Nello studio del tipo « serie » si considera il filtro come fosse ideale.

Fig. 7 - Utilizzazione pratica del dispositivo di tipo « serie ».

Fig. 8 - Schema equivalente del dispositivo di tipo « serie ».

Fig. 9 - Circuito (*a*) e caratteristiche (*b*) di un « Step Recovery Diode ».

pulsazione 2ω; R_L rappresenta il carico. La potenza di uscita è allora:

$$P_2 = \frac{(E_2\omega)^2}{2R_L} = \frac{(E\omega)\,4\omega^2\,C_T^2\,V_T}{16E_b^3}\,R_L.$$

Tenuto conto del fatto che i filtri sono ideali, che il diodo è puramente reattivo e che tutte le reattanze del circuito sono compensate, si può affermare che tutta la potenza che sarà stata fornita al circuito d'entrata si ritroverà convertita senza perdite alla pulsazione 2ω. Si può dunque calcolare la resistenza R_1 del circuito d'entrata assicurando l'eguaglianza delle potenze d'entrata e d'uscita. Si ha:

$$R_1 = \frac{4E_b^3}{C_T^2\omega^2\,E\omega^2\,R_L}$$

Si ritrovano per questa disposizione i medesimi valori di resistenza d'entrata e di potenza che per il tipo shunt.

Generazione d'armoniche con lo « step recovery diode »

Ogni diodo a semi-conduttore classico può essere portato a condurre fortemente in senso inverso durante il breve lasso di tempo che segue immediatamente dopo un periodo di conduzione in senso diretto.

Questo supplemento di conducibilità, in senso inverso, è dovuto alla presenza di portatori minoritari residui, che sono stati iniettati durante la polarizzazione in senso diretto e che sussistono almeno durante il loro tempo di vita, dacchè cessa la corrente diretta. Questo fenomeno, pregiudizievole per certe applicazioni, è ridotto al minimo nei diodi denominati » fast recovery diode » o diodi a breve tempo di ricupero.

Negli « step recovery diodes », o diodi a ricupero rapido, al contrario, si controlla l'accumulazione dei portatori minoritari e si ottiene per il ritorno all'equilibrio, una transizione brusca. La conducibilità in rapporto ai tempi di questi diodi somiglia approssimativamente ad una funzione a gradini.

Questo transito violento può essere utilizzato per tagliare decine di volt o centinaia di milliampere almeno in un nanosecondo.

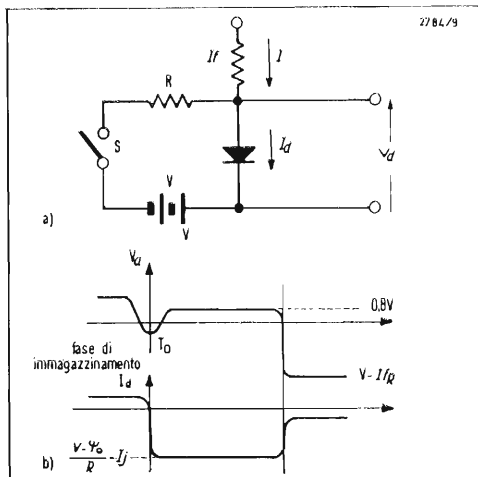
Questa possibilità non è data per quanto ne sappiamo da nessun altro sistema esistente. Questo diodo è così utilizzato per la messa in forma d'impulsi o la generazione di armoniche. In effetti, lo spettro di un impulso è tanto più ricco di componenti ad alta frequenza quanto più breve è la sua durata. Armoniche di ordini elevati possono così essere generate in solo stadio. Un'analisi « generale » di questi diodi è difficile a darsi, perchè le condizioni ottimali di impiego dipendono dai circuiti associati, dalle impedenze e dai livelli di eccitazione. Il montaggio e le caratteristiche di questi diodi sono illustrati dallo schema della figura 9*a* e dal diagramma della figura 9*b*. Inizialmente l'interruttore S è aperto. La corrente diretta I_j passa attraverso il diodo. Se ψ_0 è la barriera di potenziale all'interno del diodo e R_S la resistenza intrinseca, la tensione ai capi del diodo risulta:

$$Id\,R_S + \psi_0$$

Al tempo T_0, l'interruttore è chiuso, polarizzando così il diodo in senso inverso. Se $V/R - V_f/R_f$, si manterrà una grande conduttività del diodo grazie ai portatori minoritari disponibili nella giunzione. Durante questa fase di conduzione, la tensione ai capi del diodo rimane debole ($\psi_0 - Id\,R_S$). La corrente nel diodo sarà dunque determinata soprattutto dall'impedenza del circuito esterno e dall'eccitazione. Appena i portatori di carica immagazzinati cominciano ad esaurirsi, il diodo diminuisce la corrente e ritorna molto rapidamente ai suoi normali valori di conduzione inversa.

Il principio di base di uno « step recovery diode » presuppone l'esistenza di un intenso campo elettrico interno, che trattiene le cariche immagazzinate all'interno della giunzione. Per avere un campo elettrico notevole ai due lati della giunzione e per controllarlo facilmente, vengono impiegate tecniche epitessiali o di doppia diffusione (brevetti HP).

J.-C.V. (*continua*)

da « Toute l'Elettronique » n. 368

Dodici canali durante l'intervallo di sincronizzazione verticale del segnale televisivo (conferenza di Chicago)

G. Gassmann - ITT Components Groupe Europe - Standard Elektrik Lorenz A. G.
a cura di A. Longhi

Sommario

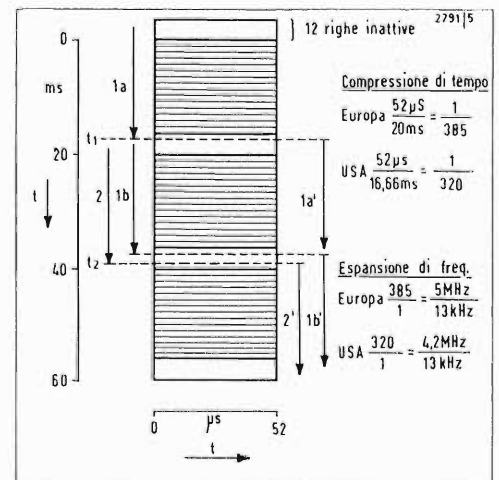
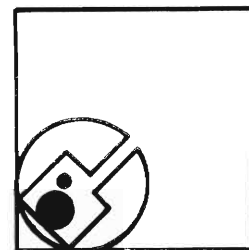
L'articolo descrive un metodo di trasmettere vari segnali audio entro lo spettro del video segnale, in modo che, ad esempio, durante le trasmissioni via satellite, i segnali audio associati all'immagine possono essere trasmessi e ricevuti in molte lingue.
I segnali audio, ciascuno in una linea inerte, vengono trasmessi in una forma compressa rispetto al tempo durante la corsa di ritorno verticale. In ricezione, il segnale audio della lingua desiderata viene selezionato da un selettore di linea, poi immagazzinato in un magazzino MOS e, nella forma originale, ritrasmesso con una larghezza di banda di circa 13 kHz all'amplificatore audio durante il quadro successivo.

Introduzione

Quando si trasmettono, con le normali modalità di oggi, i segnali televisivi, è associato un unico segnale sonoro a ciascun segnale video, cioè il segnale d'immagine è trasmesso da un trasmettitore e il segnale sonoro da un altro trasmettitore. Analogamente, dagli studi ai trasmettitori, di regola, è predisposto un canale separato di trasmissione per il segnale d'immagine e per quello sonoro. Anche nella registrazione magnetica, i due segnali sono immagazzinati separatamente in una « pista d'immagine » e in una « pista del suono ». Fintanto che viene associato al segnale video un singolo segnale audio, la spesa per la rispettiva trasmissione a doppia pista rimane ancora entro limiti ragionevoli. Questo però non è più vero quando, in sincronismo con l'immagine, si voglia trasmettere una pluralità di segnali sonori, come i commenti in diverse lingue di eventi di interesse mondiale dello sport, della politica o dei voli spaziali. Quando futuri satelliti di televisioni saranno aggiunti per allargare le zone di distribuzione molto considerevolmente, la cosiddetta trasmissione multisuoni acquisterà grande importanza.
Allora, per esempio, un unico canale televisivo sarà in grado di servire territori più vasti di quelli attualmente già serviti in Europa in varie lingue separatamente. Per quest'anno (1972) è stabilito il lancio di un satellite sincrono allo scopo di trasmettere programmi educativi per l'India. Considerando che l'India ha una grande quantità di gruppi di tribù fra la sua popolazione, che parlano lingue diverse, i programmi educativi saranno convenienti solo quando il testo accompagnante le immagini sia trasmesso, possibilmente, in tutte le varie lingue in sincronismo con l'immagine.
Pure in regioni più piccole (indipendentemente dalla TV via satellite) sarà presto indispensabile trasmettere programmi in molte lingue per televisione, analogamente ai programmi già oggi radiodiffusi in alcune zone europee per lavoratori e turisti stranieri.
Negli ultimi anni, sono già stati proposti vari metodi per separare la trasmissione di *due* segnali sonori, allo scopo di permettere agli spettatori, nel caso di programmi interessanti da paesi esteri, di scegliere fra l'ascolto nella lingua originale o nella rispettiva traduzione nella lingua nazionale.
Questi metodi, tuttavia, non soddisfano il desiderio di una trasmissione multilingue vera e propria, come si richiede per le trasmissioni via satellite. Inoltre, in questo metodo a due suoni si prevede ora, come prima, una trasmissione audio parallela indipendente dal segnale video.

Teoria del funzionamento

Il principio fondamentale di un sistema di trasmissione plurisuoni è stato elaborato nel Laboratorio Centrale delle Applicazioni dell'ITT Components Group Europe stabilendo le seguenti proprietà:
1) è possibile, nel caso normale, trasmettere in sincronismo con il segnale d'immagine, 12 segnali sonori con una larghezza di banda di circa 13 kHz;
2) in casi speciali (principalmente con riguardo ai programmi educativi) è possibile trasmettere 24 canali sonori con una larghezza di banda di circa 6,5 kHz;
3) i due segnali video e audio *non* sono trasmessi in parallelo, cioè separatamente tra loro, ma mediante integrazione in un unico segnale video-audio, che può essere accumulato su di un *unico* registratore a nastro, e che può essere trasmesso su di un'*unica* riga solamente e che può essere radiodiffuso da un *unico* trasmettitore.
I satelliti, che trasmettono l'attuale segnale video in forma modulata in frequenza, sono in grado di ricevere e ritrasmettere il segnale integrato video-audio;
4) per ragioni di compatibilità, l'attuale trasmissione sonora mediante un trasmettitore separato del suono, può rimanere invariata, funzionando in parallelo alla nuova tecnica di trasmissione multisuoni.
Facendo uso di questo principio di trasmissione, programmi didattici di alta qualità, che sono sempre molto costosi da realizzare, possono essere prodotti economicamente e utilizzati in grado ottimo trasmettendoli e ricevendoli simultaneamente nel territorio di un intero continente.
I ricevitori televisivi possono essere provvisti di una manopola di selezione delle lingue, per la scelta della rispettiva lingua desiderata.
Il nuovo metodo di trasmissione impiega una compressione di tempo analogica, simile a quella che si avrebbe con un fattore di compressione-tempo sostanzialmente più piccolo, per es., usando una registrazione lenta di un segnale sonoro su di un nastro e la successiva riproduzione veloce.
I segnali audio compressi nel tempo vengono interrotti, con questo metodo, alla frequenza di quadro e vengono tramessi rispettivamente solo durante la scansione orizzontale di una riga inattiva dell'intervallo di cancellazione verticale, con

Fig. 1 - Diagramma del principio di funzionamento del nuovo sistema di trasmissione di 12 canali sonori durante il ritorno verticale del segnale televisivo.

un fattore di compressione temporale di 1 : 320 o di 1 : 385 rispettivamente.

Una lingua è sempre associata con una riga inattiva, perciò essa può facilmente essere selezionata con l'ausilio di un selettore di riga. Per il segnale audio compresso nel tempo si utilizza la piena larghezza di banda video. In conformità alla compressione di tempo con cui il segnale audio viene trasmesso con questo metodo, il sistema è stato chiamato COM, che sta per « Compressed Multisound » (Plurisuoni compressi).

In fig. 1 sono indicate tre trame successive adiacenti con i loro relativi intervalli di cancellazione.

Con le norme televisive europee, la trasmissione di una trama, compreso l'intervallo di cancellazione, richiede 20 ms (50 Hz di rete).

Il tempo per registrare una riga è 52 µs, mentre il ritorno orizzontale dura 12 µs, che non può essere usato per la trasmissione del suono, perchè già impegnato per i segnali di sincronizzazione di riga e del colore.

Per effettuare la compressione del tempo, il primo segnale di suono, viene inviato ad un magazzino, durante il periodo di tempo 1*a* (fig. 1), in trasmissione. Appena che, all'istante t_1, comincia una riga inerte associata, il magazzino trasmette il segnale nella forma compressa nel tempo durante tale periodo di riga. Il ricevitore è analogamente provvisto di un dispositivo di accumulo, che serve a ritrasmettere il segnale audio ricevuto durante la trama susseguente adiacente, diciamo, durante il periodo 1*a'*, in una forma espansa nel tempo.

Contemporaneamente, l'estensione del segnale (1*b*) entra nel magazzino, in trasmissione.

Le cose proseguono in modo analogo durante le trame successive. E così, segnali sonori successivi (2) possono essere trasmessi parallelamente allo stesso modo, mediante le altre righe inattive. Secondo le norme televisive europee, con una durata di trama di 20 ms e la larghezza di banda di 5 MHz, la compressione di tempo assomma a

$$\frac{52\ \mu s}{20\ ms} = \frac{1}{385}$$

e, in corrispondenza, l'espansione della larghezza di banda assomma a

$$\frac{385}{1} = \frac{5\ MHz}{13\ kHz}.$$

Secondo le norme televisive americane, con la durata di trama di 16,66 ms e la larghezza di banda di 4,2 MHz, la compressione di tempo necessaria è di

$$\frac{52\ \mu s}{16{,}66\ ms} = \frac{1}{320},$$

e l'espansione della larghezza di banda risulta

$$\frac{320}{1} = \frac{4{,}2\ MHz}{13\ kHz}.$$

Da questi computi risulta che per entrambe le norme, la larghezza di banda disponibile per il suono raggiunge il valore di 13 kHz. Qualora l'immagazzinamento nel trasmettitore e nel ricevitore non sia effettuato nel tempo di una trama, ma durante due trame, il fattore di compressione di tempo necessario aumenta al valore doppio, e in tal caso la larghezza di banda sonora che si può trasmettere, cade alla metà, diciamo a 6,5 kHz, quando, s'intende, rimanga invariato il numero di elementi di accumulo nei dispositivi di immagazzinamento. Analogamente, anche l'alta velocità di ripetizione F_T del generatore di temporizzazione rimane la stessa, mentre è solo necessario commutare f_T al valore metà. In questo modo è possibile, per es., trasmettere anche 24 canali sonori con la larghezza di banda di 6,5 kHz, invece di 12 canali sonori con la larghezza di banda di 13 kHz; oppure si può ottenere una miscelazione di 6 canali audio con larghezza di banda 13 kHz e di 12 canali audio con larghezza di banda 6,5 kHz.

Questo segnale video-audio integrato può essere immagazzinato in registratori video a nastro, esattamente come un normale segnale d'immagine e ritrasmesso impiegando lo stesso tipo di modulazione usato per il segnale video.

Per la trasmissione nella banda dei GHz, ossia via satelliti, esso può essere trasmesso nella forma modulata in frequenza.

L'uso della compressione di tempo analogica adottata con questo metodo, senza bisogno di alcuna modulazione ausiliaria, comporta i seguenti vantaggi:

1) massimo possibile prodotto della larghezza di banda per il numero dei canali sonori;

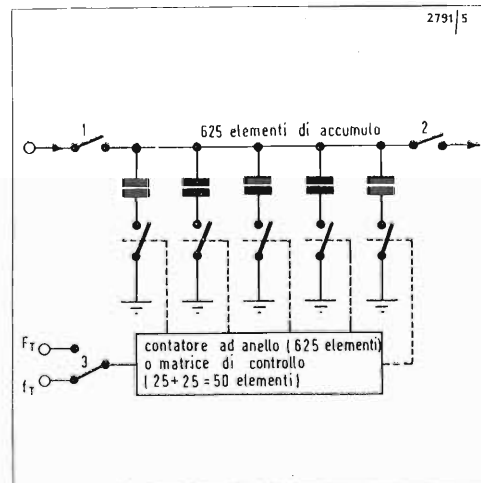



Fig. 2 - Illustrazione del principio di accumulo:
Alla larghezza di banda di 13 kHz.
minimo: f_T = 26 kHz; F_T = 10 MHz
pratica: f_T = 31,25 kHz; F_T = 12 MHz
$S = f_T \cdot t_s = 31{,}25 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 625$
Alla larghezza di banda di 7,8 kHz.
pratica: f_T = 15,625 kHz; F_T = 6 MHz
$S = 15{,}625 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 312$

2) minimo di spesa per l'immagazzinamento;

3) assenza di distorsione non lineare nel caso di ridotta larghezza di banda

4) non occorrono amplificatori FI e demodulatore nei ricevitori TV;

5) nei ricevitori TV può effettuarsi l'accumulo con spesa variabile.

Se questo segnale, per es., venisse prima convertito in forma digitale, ossia in un segnale a modulazione d'impulsi, e se questo segnale impulsivo fosse trasmesso in forma compressa nel tempo, la larghezza di banda o il numero dei canali sonori che possono essere tramessi, diminuirebbe sostanzialmente e la spesa per i mezzi di accumulo sarebbe sostanzialmente più alta; diciamo più alta secondo il fattore 8 nel caso di modulazione d'impulsi a codice convenzionale. Inoltre bisognerebbe anche provvedere uno speciale decodificatore d'impulsi.

Nel metodo proposto, una ridotta larghezza di banda imputabile a cattive condizioni di ricezione, non provoca distorsioni non lineari, ma può solo divenire avvertibile nel canale sonoro quando la riduzione della larghezza di banda va da 13 kHz a 10 kHz. Un segnale di que-

sto tipo però non è distorto, puramente non contiene i suoni sibilanti.
Considerando i dispositivi d'immagazzinamento necessari nel trasmettitore e nel ricevitore, si sa che la moderna tecnologia dei semiconduttori ha pronte le opportune soluzioni.
La fig. 2 mostra un tipo molto semplice di dispositivo d'immagazzinamento, che può pure essere realizzato con la nota tecnica dei circuiti integrati.
Questo magazzino è composto di un grande numero di piccoli condensatori e di commutatori elettronici.
Il segnale ottenuto via l'interrutore 1 serve a caricare i condensatori, che vengono istantaneamente connessi successivamente da sinistra a destra, fino al rispettivo valore istantaneo. L'azione degli interruttori in serie con i condensatori è controllata da un contatore ad anello, che riceve o impulsi di orologio ad alta frequenza F_T o a bassa frequenza f_T.
Il dispositivo di accumulo del ricevitore, quando l'interruttore 1 è chiuso, e con gli impulsi di orologio di alta frequenza F_T, serve a immagazzinare il segnale incidente durante un periodo di 52 µs. Quando l'interruttore 1 è aperto e l'interruttore 2 è chiuso, il segnale immagazzinato viene letto lentamente alla frequenza bassa di orologio f_T con il periodo di 20 ms. Il funzionamento è opposto rispetto al dispositivo di accumulo del trasmettitore.

Nella fig. 2 e nelle seguenti è stata data la preferenza all'impiego dei dati relativi alle Norme europee di televisione, allo scopo di presentare il caso più sfavorevole riguardo alle spese.

Se si considerano le Norme americane, le spese sono minori in proporzione al numero di righe, poichè un segnale sonoro con la larghezza di banda di 13 kHz, con le Norme europee, richiede ciascuno 625 immagazzinamenti e altrettanti elementi di conteggio, mentre ne richiede solo 525 con le Norme americane. Invece del contatore ad anelli contenente 625 o 525 elementi rispettivamente, si può anche usare un circuito matrice formato da 50 elementi.

Con le Norme U.S.A., la matrice ha i valori 15 e 35, perchè 15 x 35 = 525. Con le Norme europee, bisogna usare una matrice avente i valori 25 e 25, perchè 25 x 25 = 625.
La somma degli elementi matriciali è 50 in entrambi i casi.
Secondo il ben noto teorema di campionatura, la divisione di un segnale audio in singoli valori di tensione richiede una frequenza di campionatura f_T di valore doppio, cioè in questo caso richiede la larghezza di banda di 26 kHz, partendo da 13 kHz e un'alta frequenza di campionatura F_T nel rapporto di 385 : 1, cioè di 10 MHz circa.
Nel ricevitore conviene adottare per f_T, la frequenza 31,250 Hz, che può essere facilmente ottenuta raddoppiando la frequenza di riga (15,625 kHz). F_T assume allora il valore 12 MHz.
Dalla f_T e dal tempo t_s d'immagazzinamento di 20 ms, risulta il numero di elementi di accumulo necessari S, come segue:

$$S = f_T \cdot t_s = 31{,}25 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 625$$

che è identico al numero di righe nominali del sistema di TV europeo.
È anche evidente da questa formula che la spesa per i mezzi di accumulo può essere variata.
Se nel ricevitore, la larghezza di banda del canale sonoro è ristretta di proposito a 7,8 kHz, il dispositivo di accumulo, senza urtare contro il teorema della campionatura, può funzionare alla frequenza di riga, con questa frequenza agente come frequenza d'impulso d'orologio e può essere costituito da soli 312 elementi di accumulo ($S = 15.625 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 312$). In conseguenza, è in piena facoltà dei fabbricanti di apparecchi, che costruiscono l'impianto, di decidere quali costi di fabbricazione per i dispositivi di immagazzinamento possono incontrarsi. Le tensioni applicate alla linea dei segnali connettente i condensatori (parte alta di fig. 2) sono rappresentate dai seguenti oscillogrammi di fig. 3.
Nella parte superiore di questa figura è rappresentato il passaggio dalla frequenza alta d'impulsi di orologio a quella bassa, quando si registra una tensione sinoidale. Nella parte superiore destra si notano due ordini di ampiezze solo, della tensione sinoidale non compressa nel tempo. Sotto è mostrata la stessa di nuovo, ma in una scala diversa di tempo. Qui, il segnale compresso nel tempo (a sinistra nell'oscillogramma) si vede ancora solo come un tratto verticale, seguito da una tensione sinoidale svolgentesi lentamente.

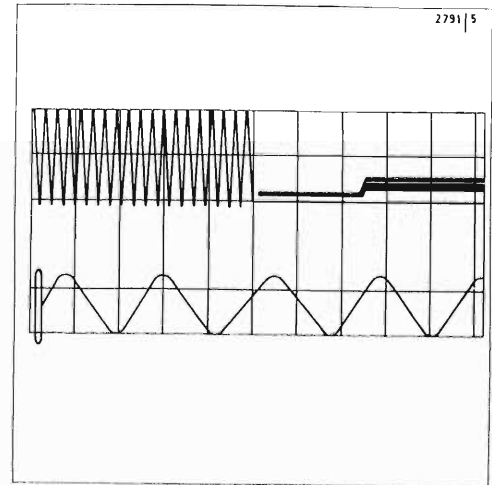
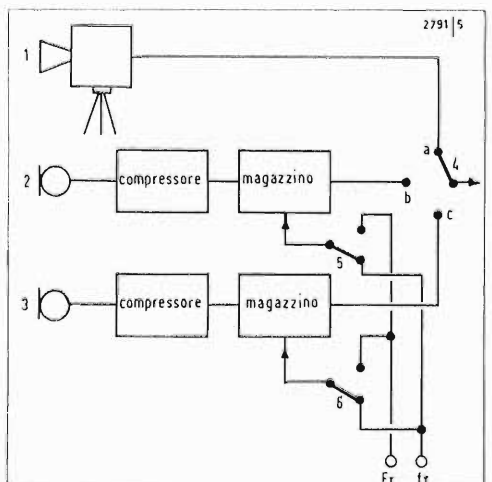
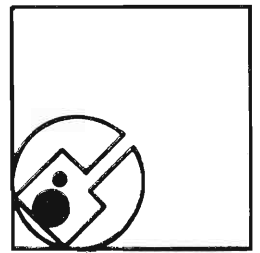



Fig. 3 - Transizione dal modo compresso al modo originale.

Lo schema a blocchi di fig. 4 illustra il processo che si svolge in trasmissione. Per ragioni di chiarezza, in questo schema sono riportati solo due canali sonori. Ciascun segnale audio passa attraverso un compressore dinamico, per la riduzione della sua dinamica. Da qui, il segnale audio viene addotto al dispositivo di accumulo controllato da impulsi di orologio. Durante la trasmissione di una trama, la telecamera è internamente connessa, tramite il commutatore 4, direttamente all'uscita. All'inizio di una riga

Fig. 4 - Schema a blocchi del trasmettitore.

inattiva durante il periodo della cancellazione verticale, previsto a scopo di trasmissione, il commutatore 4 fa sì che il corrispondente magazzino viene applicato all'uscita e letto per mezzo dell'alta frequenza F_T d'impulso d'orologio, con l'inversione del commutatore 5 o del commutatore 6 rispettivamente. Durante il tempo rimanente, entrambi i magazzini sono alimentati con la bassa frequenza f_T degli impulsi di orologio, alla quale sono immagazzinati i segnali sonori.
Diversamente che per il trasmettitore, di cui il numero dei circuiti di accumulo deve corrispondere al numero di canali sonori da radiotrasmettere, per il ricevitore è sufficiente essere provvisto di un solo dispositivo di immagazzinamento. La fig. 5 illustra i circuiti del ricevitore.
Dal demodulatore comune del video e dell'audio, il segnale demodulato viene applicato, attraverso l'amplificatore video, al tubo d'immagine.
I segnali sonori non si notano come disturbanti sullo schermo di visione, perchè il cinescopio è assoggettato alla cancellazione durante il tempo di ritraccia verticale. Il contatore di riga, al quale sono applicati gli impulsi di sincronismo orizzontali e verticali (H e V), trasmette un segnale di controllo ai commutatori 2 e 3, segnale che dipende, in funzione del tempo, dalla posizione del selettore 1 di riga e indica l'inizio della linea inattiva selezionata e, in conseguenza, del canale sonoro desiderato. Durante la linea inattiva selezionata, il segnale sonoro compresso nel tempo proveniente dal demodulatore, viene addotto al dispositivo di accumulo selezionato, durante questo intervallo di tempo, all'alta frequenza F_T degli impulsi di orologio.
Entro il successivo periodo di 20 ms, esso serve a ritrasmettere il segnale sonoro alla bassa frequenza f_T d'impulso di orologio, attraverso un espansore dinamico molto semplice, all'ordinario amplificatore di audio frequenza.
Il ricevitore non richiede nè un amplificatore FI audio, nè un demodulatore del suono. Tutti i nuovi moduli circuitali, come gli elementi di conteggio e di accumulo, i commutatori, l'espansore, sono facilmente costruibili secondo la ben nota tecnica dei circuiti integrati.
La compressione dinamica è prevista per contribuire alla soppressione dei disturbi, che sono facili da intervenire nel caso di cattive proprietà del canale di trasmissione.
L'espansore dinamico, di cui è equipaggiato il ricevitore, può essere di progetto molto semplice nel caso in cui il trasmettitore, allo scopo di controllare l'espansore, trasmetta un segnale nella riga associata con il segnale audio.
Poichè, a motivo dell'espansione della larghezza di banda, la frequenza minima nella riga associata, per effettuare la trasmissione del suono, vale circa 15 kHz, il segnale di controllo può essere trasmesso sotto questa frequenza, nella stessa linea.

Tendenze future

Se si presenta la necessità, è possibile con l'ausilio di questo nuovo metodo, trasmettere anche segnali stereo, ciò associando il segnale somma a una linea inattiva e il segnale differenza alla successiva linea inattiva.
Diversamente che con il sistema di trasmissione stereo convenzionale entro la banda VHF, nella commutazione dal funzionamento in mono a quello in stereo, questo sistema non produce un aumento del livello di disturbi, quando si ricevono segnali deboli.
Inoltre, anche un cambiamento da uno standard di TV ad un altro, per es. da 525 a 625 righe di analisi, non influenzerebbe praticamente la qualità dei segnali audio.
Nel caso di trasmissioni di TV a colori secondo i sistemi NTSC o PAL, la trasmissione sequenziale dai segnali sonori non dovrebbe dar luogo ad alcuna difficoltà.
Bisogna fare riserve per il SECAM, perchè in questo sistema molte righe dell'intervallo di cancellazione verticale sono occupate dai segnali di identificazione, per cui solo cinque righe sono lasciate a disposizione per la trasmissione di cinque segnali sonori.
Dal punto di vista tecnico, sarebbe attualmente possibile anche con il SECAM mantenere le linee libere fra i segnali d'immagine.
Le proposte avanzate già da altri non involgono notevoli spese addizionali. Questo deve essere ben tenuto presente in mente dalle autorità competenti dei paesi dove s'intende introdurre ora il sistema SECAM.
Al presente, il metodo descritto è ritenuto d'interesse in generale agli ingegneri delle comunicazioni e ai radiodiffusori via satelliti, in particolare.

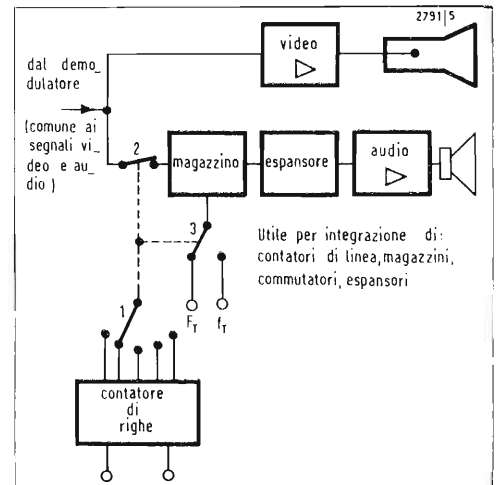



Fig. 5 - Schema a blocchi del ricevitore.

Dopo qualche anno sarà pure possibile usare questa tecnica nei ricevitori di TV domestici di maggior prezzo, poichè ci si può ben aspettare che i prezzi per circuiti integrati più complessi, secondo la tecnica MOS, dovranno allora certamente essere ridotti.
Se in un secondo tempo, i sistemi di convertitori comunitari per la banda dei GHz saranno introdotti per la ricezione diretta di programmi radiodiffusi via satellite, con l'intenzione di alimentare un maggior numero di ricevitori, come un intero isolato di case, si potrà installare un circuito di accumulo MOS nel sistema di ricezione comunitario. Infine, si deve anche ricordare che questo sistema di trasmissione del suono è ben compatibile con le tendenze di usare in futuro una o più linee inattive per trasmettere segnali facsimile aventi lo scopo di stampare un giornale a domicilio.
È evidente da quanto precede che la pratica applicazione di questo sistema è pure aperta a tutte le possibilità di combinazione.
In considerazione del fatto che questo metodo richiede una normalizzazione a carattere mondiale, questo lavoro è già ora aperto alla discussione intorno a questo principio di trasmissione plurisonora, sebbene dovranno ancora essere fatti notevoli studi e ricerche, soprattutto nel campo dei semiconduttori.

Motori a coppia in corrente continua

N. Saldinger - a cura di L. Cesone

Generalità

Il motore a coppia in corrente continua è fondamentalmente un dispositivo elettrico del tipo a magnete permanente ed a rotazione continua, che presenta le seguenti salienti caratteristiche: elevati rapporti di coppia in relazione della potenza sviluppata; funzionamento assai regolare anche in corrispondenza di basse velocità di rotazione e linearità delle curve caratteristiche, che esprimono la variazione della coppia meccanica resa in funzione della velocità. Poichè un motore di questo tipo può essere accoppiato direttamente al dispositivo di utilizzo, senza l'interposizione di un riduttore, essendo la sua velocità di rotazione relativamente bassa, ne deriva una prolungata durata dei cuscinetti e delle bronzine, il che si concreta in una superiore affidabilità di funzionamento dell'intero complesso.

Il motore a coppia in corrente continua a trasmissione diretta costituisce probabilmente il più lineare dei servomotori oggi disponibili. Infatti i normali parametri che contraddistinguono i motori elettrici, vale a dire la coppia frenante e la velocità a vuoto, sono in questo caso funzioni lineari pressochè perfette della tensione applicata. La famiglia di curve che rappresentano la velocità in funzione della coppia hanno l'aspetto di un gruppo di linee rette parallele che non presentano alcuna tendenza allo smorzamento anche in corrispondenza di bassi valori della tensione di alimentazione.

Il funzionamento molto preciso, nonchè la facilità di accoppiamento meccanico con i dispositivi asserviti, sono senza dubbio caratteristiche, che consentono ai motori a coppia in corrente continua di essere impiegati per una varietà pressochè illimitata di applicazioni.

Fra gli impieghi specifici dei motori a coppia a trasmissione diretta nel settore delle apparecchiature associate ai calcolatori elettronici si possono citare i seguenti tipici: comando del carrello della stampante, azionamento del dispositivo di avvolgimento e svolgimento della carta e del nastro; comando del carrello porta testine di lettura e registrazione o del disco di memoria, trasmissione del movimento alle bobine di nastro magnetico od ai registratori grafici.

In certi casi, la coppia disponibile fornita da motori così utilizzati può essere impiegata per comandare un dispositivo soffiante od un ventilatore destinato alla pulizia delle testine magnetiche.

Caratteristiche dei motori a coppia in corrente continua

Assai utilizzato nel settore dei sistemi di comando, il motore a coppia in corrente continua rappresenta l'equivalente di un servomotore classico associato ad un sistema d'ingranaggi; un motore di questo tipo presenta caratteristiche di risposta notevolmente migliorate se si tiene conto che, in generale, la coppia di uscita, riflessa da un sistema d'ingranaggi, varia normalmente in ragione diretta con il rapporto di riduzione, mentre l'inerzia di uscita varia con il quadrato del rapporto di riduzione.

Ciò significa che un motore a coppia in corrente continua a trasmissione diretta è assai indicato per quelle applicazioni che richiedono elevate accelerazioni vale a dire avviamenti ed arresti molto rapidi. L'assenza del sistema di ingranaggi di riduzione elimina inoltre gli errori di posizionamento dovuti alla trasmissione meccanica del moto, i fenomeni di frizione, di gioco e tutte le altre imprecisioni relative alla dentatura degli ingranaggi, realizzando una sensibilità di soglia molto elevata che nei sistemi di grande precisione può raggiungere il secondo di grado.

I sistemi a comando diretto presentano inoltre la caratteristica di realizzare una trasmissione del moto esente da inerzia e priva di rumorosità conseguentemente all'assenza di ingranaggi in movimento ed alla mancanza di similari sorgenti di perturbazioni.

Si noti inoltre che i fenomeni di alinearità residua, così frequenti nei servomeccanismi classici, e fondamentale causa di limitazione delle loro prestazioni, sono in questo caso assolutamente esenti.

Se ne deduce, dunque, che il motore coppia in corrente continua è senza dubbio il più lineare dei dispositivi di comando meccanico oggi disponibili. Infatti, i parametri classici dei motori a coppia sono funzioni lineari praticamente perfette della tensione applicata.

La famiglia delle caratteristiche che evidenziano le relazioni esistenti fra la velocità e la coppia disponibile è costituita da un gruppo di rette parallele che non mostrano alcuna perdita di linearità anche in corrispondenza di valori molto

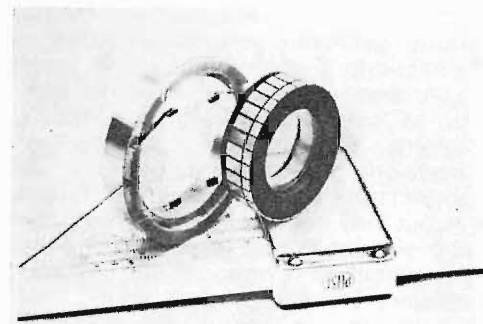



Foto: Aspetto dell'assieme induttore-indotto di un motore a coppia. Il regolo calcolatore fornisce un'idea delle proporzioni del complesso.

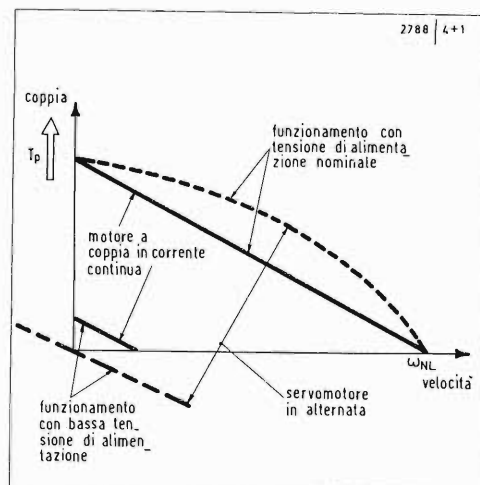
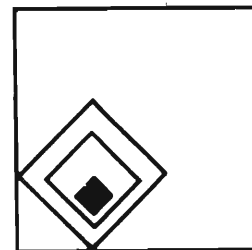
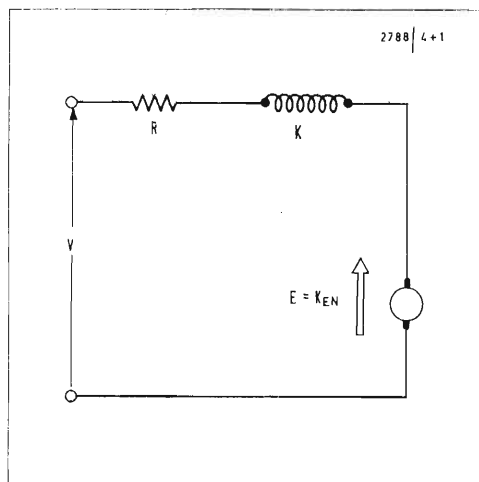
Fig. 1 - Confronto fra le caratteristiche coppia/velocità relative ad un motore a coppia (tratto continuo) e ad un servomotore in alternata (tratto spezzato). La pendenza delle curve rappresenta lo smorzamento del motore.

bassi della tensione di alimentazione, contrariamente a quanto accade invece per i normali servomotori alimentati in corrente alternata (vedi fig. 1). Infatti, mentre per un motore a coppia la eventuale perdita di linearità avviene in modo costante, in un servomotore a corrente alternata detta perdita di linearità varia in funzione della velocità e della tensione di alimentazione; tale alinearità raggiunge il valore minimo in corrispondenza della velocità nulla.
Conseguentemente alle tipiche caratteristiche di linearità ed al principio di funzionamento globale, l'utilizzo del motore a coppia in corrente continua è particolarmente raccomandato quando si necessita di una trasmissione del moto di grande precisione posizionale in una gamma di velocità, che varia di un rapporto di diverse migliaia. Si noti che la gamma di variazione dinamica è circa dieci volte superiore a quella dei servomotori classici in corrente alternata.
Infatti i motori a coppia possono, in alcuni casi, disporre di una gamma dinamica della velocità compresa fra 0,1 e 600° per secondo, associata ad una uniformità migliore dello 0,5%. Una siffatta prestazione è estremamente difficile da ottenere con altri tipi di apparecchi di comando meccanico.

Fig. 2 - Circuito equivalente di un motore a coppia. In questo caso, L/R costituisce la costante di tempo elettrica. La componente L del circuito rappresenta l'induttanza dell'indotto e può essere ottimizzata mediante la regolazione accurata del circuito magnetico.

Teoria di funzionamento del motore a coppia

Dato che il motore a coppia in corrente continua è in effetti un motore del tipo a magnete permanente con eccitazione mediante indotto, risulta evidente che le equazioni basilari, che descrivono il funzionamento dei normali motori a corrente continua, possono essere parimenti utilizzate per stabilire le caratteristiche dei motori a coppia:

$$V = E + I\,R_m \qquad (1)$$
$$T = K_T\,|\,y\,| \qquad (2)$$
$$E = K_B\,\omega \qquad (3)$$

Ove:
V = tensione applicata
E = forza elettromotrice
I = intensità
R_m = resistenza in corrente continua
T = coppia
K_T = sensibilità della coppia
K_B = costante di forza controelettromotrice
ω = velocità angolare

Se, nell'equazione (1) si introducono i termini suesposti, si ottengono le caratteristiche velocità/coppia, espresse dalla seguente formula

$$V = K_B\,\omega + \frac{TR_m}{K_T} \qquad (4)$$

Relazioni di potenza

Dall'equazione $V = E + IR_m$ è possibile dedurre qualche altra relazione moltiplicando ciascun termine per I, ai fini di ottenere un'equazione che esprima la potenza:

$$VI = EI + I^2 R_m \qquad (5)$$

Dato che il primo termine di questa equazione rappresenta l'alimentazione all'ingresso e l'ultimo termine rappresenta le perdite nel rame dell'avvolgimento, EI deve corrispondere alla potenza meccanica sviluppata sull'albero del motore ed è espressa in watt.
Se si pone EI in rapporto con la potenza meccanica sviluppata sull'albero si ottiene:

$$EI = \frac{T\omega}{141} \qquad (6)$$

La coppia in condizione di blocco (T_P), la potenza disponibile sull'albero in condizioni di blocco (P_P) e la velocità a vuoto ω_0 sono parametri strettamente legati al funzionamento dei motori-coppia in corrente continua. Quando su tre parametri ne sono definiti due, il terzo parametro risulta automaticamente definito. L'equazione (7) illustra tale correlazione.

$$P_P = \frac{T_P\,\omega_0}{141} \qquad (7)$$

Smorzamento

Elaborando opportunamente l'equazione (7) si ottiene la seguente formula di asservimento per i motori a coppia:

$$F_0 = \frac{141}{R_M}\left(\frac{V_P}{\omega_0}\right)^2 \qquad (8)$$

In tale formula, il termine V_P/ω_0 corrisponde alla tensione, che sarebbe sviluppata se il motore a coppia fosse utilizzato reversibilmente come generatore tachimetrico.
Il termine R_M rappresenta la resistenza elettrica dell'indotto (espressa in ohm) ed F_0 è lo smorzamento espresso in radianti secondo.
Le restrizioni imposte dalle equazioni (7) ed (8) sono fondamentali per stabilire delle specifiche tipiche dei motori a coppia di prestazioni elevate. In fig. 2 è illustrato il circuito elettrico equivalente di un motore a coppia in corrente continua.

Impiego del motore a coppia nei sistemi di asservimento

In fig. 3 è illustrato un esempio di utilizzazione del motore a coppia in corrente continua in un sistema di asservimento di tipo semplice.
Supponiamo che il circuito di asservimento sia aperto rispetto all'ingresso meccanico di un trasduttore a reazione « K_{fb} » e che la deviazione di un radiante venga applicata all'ingresso. L'uscita del trasduttore K_{fb} viene amplificata da K_a per cui al motore risulta applicato un segnale la cui grandezza possiamo indicare con $K_{fb}\,K_a\,(V)$.
Se con V_P indichiamo la tensione nominale di alimentazione del motore e con ω_0 la sua velocità a vuoto in corrispondenza di tale tensione, otteniamo:

$$\frac{K_{fb}\cdot K_a}{V_P}\cdot\omega_0 = \text{velocità angolare in uscita (rad/sec)}$$

quest'ultima espressione è eguale alla costante di velocità (K_s), poichè rappre-

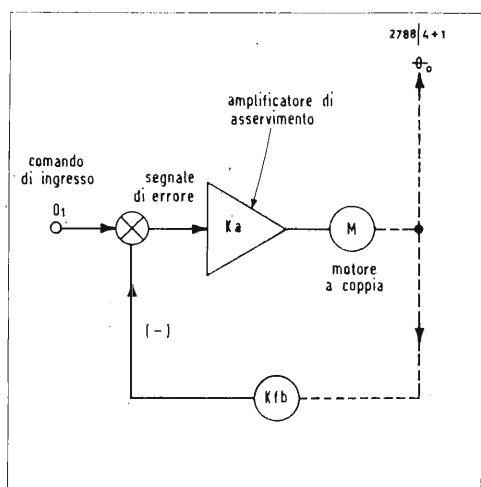



Fig. 3 - Schema a blocchi di un sistema di asservimento di tipo semplice comprendente un motore a coppia in corrente continua.

senta la velocità di uscita per unità di misura, cioè:

$$K_s = \frac{K_{fb} \cdot K_a \omega_0}{V_P} \qquad (9)$$

da cui si ricava:

$$K_a = \frac{K_s V_P}{K_{fb} \omega_0} \qquad (10)$$

Per determinare la rigidità K, che rappresenta la coppia per unità di deviazione in radianti dell'albero di uscita in un circuito di asservimento di tipo chiuso, occorre determinare la coppia-motore corrispondente a quella deviazione:

$$T = \frac{K_{fb} K_a}{V_P} T_P$$

sostituendo a K_a il corrispettivo valore precedentemente ottenuto si ricava:

$$T = \left(\frac{K_s V_P}{K_{fb} \omega_0}\right) \left(\frac{K_{fb}}{V_P}\right) T_P = \frac{K_s T_P}{\omega_0}$$

da questa formula si ottiene il valore della coppia per unità di angolo di deviazione, e quindi la rigidità K:

$$K = K_s \frac{T_P}{\omega_0} \qquad (11)$$

dato che T_P/ω_0 rappresenta il fattore di smorzamento del motore (F_0), si ottiene per la rigidità:

$$K = K_s F_0 \qquad (12)$$

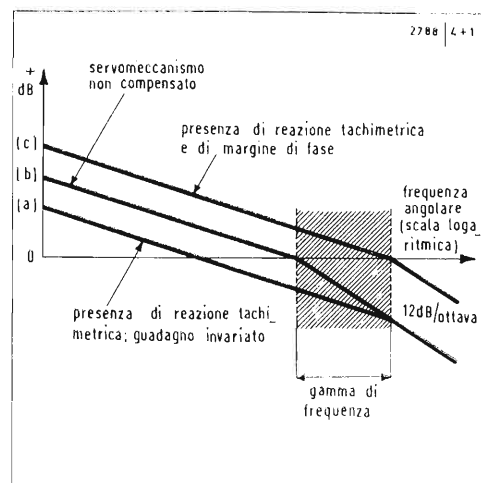
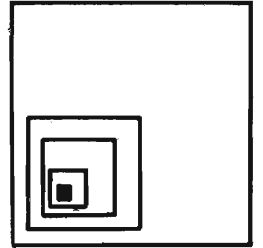
La stabilizzazione dei motori a coppia in corrente continua

Poichè il motore a coppia in corrente continua costituisce reversibilmente una eccellente generatrice tachimetrica, risulta naturale utilizzare lo smorzamento tachimetrico ai fini di aumentare la precisione dei servomeccanismi a comando diretto, specialmente di quelli concepiti per funzionare a velocità molto bassa. Lo smorzamento tachimetrico riduce la costante di tempo meccanica del sistema, aumentando nel contempo lo smorzamento effettivo. Esso riduce parimenti il guadagno del circuito di asservimento nella medesima proporzione. Così, per esempio, se si desidera moltiplicare la larghezza di banda, riducendo la costante di tempo effettiva di un fattore 5, il guadagno di amplificazione dovrà essere aumentato di un corrispondente fattore 25 onde mantenere inalterato il margine di fase (figura 4).

Nei circuiti di smorzamento tachimetrico è indispensabile disporre di guadagni di amplificazione relativamente forti. Tuttavia ciò comporta una conseguente rigidità statica (inerzia) proporzionalmente più grande, la qual cosa costituisce una caratteristica assai apprezzabile nei servomeccanismi.

Occorre ricordare che la costante di tempo elettrica non è stata presa in considerazione nel corso di questo breve studio. Conseguentemente, se una verifica finale evidenziasse un notevole ritardo di fase dovuto a tale costante di tempo a 0 dB sul diagramma di Bode occorrerebbe introdurre nel circuito di asservimento una riduzione di guadagno. Infatti, la limitazione della reazione tachimetrica si presenta quando la costante di tempo elettrica impedisce di disporre di un adeguato margine di fase. Un valore pratico del limite superiore per la frequenza di taglio sarà eguale alla metà della frequenza angolare della costante di tempo elettrica. La larghezza di banda di un servomeccanismo stabilizzato per reazione tachimetrica con margine di fase in circuito aperto di circa 60° è pressappoco 40 alla frequenza di 50 Hz.

I normali metodi di compensazione mediante reti (reti di anticipo, reti di ritardo, reti di anticipo/ritardo e reti differenziali) in circuito aperto di circa 60° possono essere abbastanza facil-

Fig. 4 - Caratteristiche di attenuazione asintotica in configurazione aperta per un servomeccanismo di tipo smorzato. *a*) Servomeccanismo di origine con guadagno pari a K_a; *b*) con guadagno pari a K_a e l'introduzione di una reazione tachimetrica; *c*) con guadagno pari a 25 K_a e sempre con una reazione tachimetrica).

mente applicati nei servomeccanismi a comando diretto.
Poichè il motore viene alimentato in corrente continua, si possono utilizzare reti circuitali molto semplici negli stadi di ingresso degli amplificatori.
Inoltre il fenomeno di saturazione degli amplificatori, limita il valore massimo dell'errore integrato e si traduce in un superamento assai ridotto della risposta. Ciò è particolarmente importante nei sistemi ad alto guadagno, ove non possono assolutamente essere tollerati notevoli superamenti e ritardi di stabilizzazione pari a parecchi secondi.
La tecnica di smorzamento tachimetrico risulta meno comoda della compensazione mediante opportune reti, poichè essa comporta l'esigenza di un componente rotativo complementare; tuttavia detta tecnica offre il vantaggio di consentire il riposizionamento a bassi valori di velocità ed evita gli effetti della saturazione che rendono purtroppo inoperanti le reti di stabilizzazione.
Dato che il motore a coppia viene alimentato in corrente continua, è indispensabile che lo stadio di potenza dell'amplificatore di asservimento sia del tipo ad amplificazione diretta. Nel caso in cui il trasduttore di reazione sia del tipo che produce un segnale in alternata, ad un certo punto della configurazione circuitale è indispensabile introdurre uno stadio di demodulazione.
La miglior soluzione consiste in questo caso nell'amplificare il segnale per quanto possibile in alternata onde evitare la deriva di caratteristica propria degli amplificatori a corrente continua.
Un'amplificazione di tensione in corrente continua è tuttavia necessaria per disporre di un punto di sovrapposizione dei segnali in continua ed ai fini di poter inserire le reti di stabilizzazione.

Poichè, come è noto, i motori in corrente continua assorbono correnti di notevole intensità nel corso dei regimi transitori, occorre porre la massima attenzione nel controllare il valore di corrente di cresta negli amplificatori di potenza.

D'altra parte, l'amplificatore di potenza deve presentare una bassa impedenza di uscita onde trarre il massimo profitto dallo smorzamento interno del motore. A questo proposito si noterà che la coppia di smorzamento è inversamente proporzionale alla resistenza, intendendo ivi compresa la resistenza di uscita dell'amplificatore.

Poichè la resistenza interna dell'amplificatore, in condizioni di saturazione, influisce sulla risposta dinamica, è indispensabile che l'amplificatore disponga di una forte riserva di potenza per essere conforme alle caratteristiche di blocco e di corrente di inversione del motore a coppia.

Stante questa situazione, gli amplificatori a tiristori divengono man mano più comuni in questo genere di applicazioni, malgrado i loro tempi di commutazione e le interferenze radio che producono. Un poco più complessi, ma dotati di migliori prestazioni sono gli amplificatori ad impulsi di ampiezza variabile, i quali presentano una dissipazione inferiore in quanto funzionano unicamente in caso di interdizione o di saturazione.

Problemi relativi alle interferenze radio

I fenomeni di commutazione che si verificano a livello di collettore nei tradizionali motori in continua provocano solitamente l'innesco di un arco elettrico, causa immediata di disturbi elettrici e di interferenze radio.

Tali interferenze sono solitamente irradiate sia per accoppiamento capacitivo, sia per fenomeni induttivi, sia per via elettromagnetica.

Poichè le tensioni parassite si trasferiscono lungo i conduttori di alimentazione del motore a partire dall'amplificatore di potenza, e raggiungono i conduttori della generatrice tachimetrica per accoppiamento induttivo e capacitivo, il rimedio più semplice consiste nel mantenere separati i conduttori del motore e della generatrice.

Se questa precauzione si dimostra insufficiente per ridurre le tensioni parassite, o nel caso in cui risulti impossibile attuare la separazione dei conduttori, si può ricorrere all'utilizzo di un conduttore schermato per l'alimentazione dei generatori tachimetrici, con la precauzione di porre a massa lo schermo soltanto dal lato preamplificatore. Talvolta può essere opportuno utilizzare una coppia di conduttori schermati anche per i collegamenti del motore.

da «Toute l'Electronique» n. 366 - 1972

La stereofonia multicanali

C.O. - a cura di A. Turrini

Nel 1956 la stereofonia a due canali ha dischiuso una nuova via alla riproduzione dei suoni musicali. Nasceva il suono spaziale. Il parto non è stato indolore, poichè la creazione di dischi stereofonici a solco unico e le trasmissioni stereofoniche compatibili richiesero molti sforzi e molti studi. Per i dischi si propose di incidere le due facce e di riprodurre con due fonorivelatori; il solco della faccia superiore avrebbe portato per esempio le informazioni del canale di destra; quello della faccia inferiore, le informazioni del canale di sinistra. Ma per fortuna, si scoperse la registrazione cosiddetta 45/45, in cui ogni fianco del solco reca un'informazione. Restava da escogitare e soprattutto da adottare un sistema per le trasmissioni radio stereofoniche. Il multiplex con subportante a 38 kHz e frequenza pilota a 19 kHz vinse la battaglia.
All'inizio degli anni 50, prove di emissione stereofonica furono radiodiffuse dalla R.T.F. (denominazione dell'ORTF a quell'epoca) utilizzando due trasmettitori a modulazione di ampiezza. Ma il sistema multiplex esigeva una notevole larghezza di banda incompatibile con quella assegnata alle trasmissioni a MA. Bisognò pertanto attendere che si mettesse in funzione la rete dei trasmettitori a MF, per poter effettuare prove reali con i vari sistemi, e ciò ritardò assai l'adozione del sistema Multiplex. Gli amatori di radiotrasmissioni stereofoniche tirarono allora un grande sospiro di sollievo.
Tutto ciò appartiene alla storia, ma ci permette di porre il problema della stereofonia multicanale, poichè in realtà ancor oggi non è stato adottato alcuno standard, e diciamo la verità; attualmente si è nel periodo sperimentale.

Necessità di una stereofonia multicanali

È evidente che la stereofonia a due vie non dà piena soddisfazione, perchè non consente la riproduzione spaziale. Intendiamoci bene: quando vi trovate in una sala da concerto i musicanti sono davanti a voi e voi li sentite suonare, ma simultaneamente, o meglio con un leggero ritardo, udite il suono riverberato dai muri e dal soffitto della sala. A casa vostra, nella vostra stanza di soggiorno, non è la stessa cosa, l'ambiente è troppo piccolo, perchè possa verificarsi l'effetto di riverberazione. Voi ascoltate perciò la musica, come se la udiste in aria libera; essa manca di brillantezza. È da questa constatazione che sono partite tutte le ricerche attualmente in corso sulla stereofonia multicanale. Lo scopo è: ricreare in un appartamento l'atmosfera di una sala da concerto. Il metodo più semplice, poichè si sa che cosa manca, è di disporre uno o due altoparlanti dietro l'uditore; altoparlanti che riproducono segnali registrati da microfoni posti dietro nella sala da concerto.

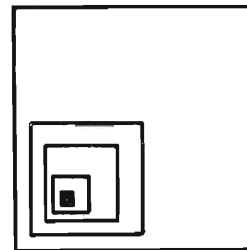
Le prove d'Acoustic Research

Al festival del suono 1970, l'Acoustic Research presentava una prima realizzazione di stereofonia a quattro canali e poneva così il problema: « Qual è la giustificazione degli altoparlanti posteriore, dato che in una sala da concerto tutti i musicanti sono davanti al pubblico? » Se noi desiderassimo riprodurre solo i suoni emessi dai musicanti, basterebbero altoparlanti disposti davanti agli auditori, come l'abbiamo fatto nel corso delle nostre esperienze comparative con il suono diretto impiegando pezzi musicali da camera. In realtà, lo scopo delle registrazioni a quattro canali è di riprodurre un'immagine esatta dell'ambiente acustico della sala da concerto, nonchè i suoni prodotti dagli esecutori. Ciò pone nuovi problemi. In una sala da concerto, i suoni emessi sulla scena o sul podio raggiungono ugualmente gli ascoltatori partendo da punti diversissimi. Questi sono suoni addizionali provenienti da onde riflesse, alle quali occorre un certo tempo per raggiungere i muri o il soffitto e per ritornare verso l'uditore. Queste onde riflesse sono non solo ritardate, ma ciascuna oltre al suo proprio ritardo, emana da una direzione diversa. Questi ritardi e le direzioni, che sono loro associate sono gli elementi principali, che danno ad una sala da concerto o d'opera la propria « personalità acustica ». Il fenomeno non può essere simulato imponendo semplicemente un certo ritardo alle onde sonore, come è possibile effettuarlo con un apparecchio di riverberazione artificiale (è frequente trovarlo nelle « juke boxes »), poichè i suoni, sia pure ritardati, emanano dalle stesse sorgenti del suono principale diretto. Non serve a niente, d'altra parte, distribuire parecchi altoparlanti sui muri della sala di ascolto, per ottenere un effetto più « riverberante », poichè questo metodo non può produrre il ritardo voluto, associato alla direzione conveniente. Per dare un'immagine valida di una sala da concerto, occorre di potere, in ogni istante, dare l'impressione che le onde riflesse provengano da qualsiasi direzione. La registrazione destinata ad un tale sistema di riproduzione sonora deve conservare simultaneamente tracce dei suoni, che furono emessi sulla scena, e della configurazione delle onde riflesse. Poichè è possibile con due canali (due microfoni e due altoparlanti) registrare i suoni, che provengono da una direzione determinata e riprodurli assegnando loro una localizzazione precisa, quattro altoparlanti, ai quattro angoli della sala di ascolto, riproducenti i segnali captati da quattro microfoni, potranno pervenire ad una stereofonia, dove saranno conservate le quattro direzioni principali di una sala da concerto; a condizione però (e ciò è ovvio) che gli altoparlanti impiegati siano capaci di assicurare la copertura uniforme dell'area di ascolto, senza perdite di qualità, ossia aventi una diffusione spaziale larghissima.

Prima realizzazione

La presentazione di Acoustic Research apriva una nuova via nella riproduzione, ma si era girata la difficoltà, o meglio la si era ignorata; le registrazioni speciali erano effettuate su di un nastro magnetico ed una pista era associata a ciascun canale. La banda magnetica portava quattro piste registrate e queste quattro piste erano esplorate da una testina magnetica Nortronics speciale avente quattro traferri in linea. La costruzione di una simile testa magnetica presentava evidentemente difficoltà, ma si trattava di problemi relativamente semplici da risolvere. I problemi di elettronica e di elettroacustica non presentavano difficoltà, poichè si trattava molto semplicemente di moltiplicare per due il numero degli elementi di una catena stereofonica normale.

Lo sviluppo di questo procedimento

Gli ascoltatori si lasciarono sedurre da questa forma di riproduzione musicale, come erano stati sedotti all'inizio degli

anni 50, gli uditori da registrazioni stereofoniche a due vie ottenute con testine di registrazione e di riproduzione monopista (una pista in alto su una delle teste, una pista in basso sull'altra) spostate nel senso di scorrimento del nastro. A quell'epoca, la difficoltà era di costruire testine magnetiche stereofoniche a traferri in linea (ovunque usate oggigiorno) a motivo del volume delle bobine di alta impedenza e delle reazioni di un avvolgimento sull'altro.

Sul piano di registrazione magnetica, oggi il problema è molto più semplice. La larghezza delle piste è ridotta a 1 mm circa e si sa mettere 8 piste su un nastro di 6,35 mm di larghezza. Si può molto facilmente costruire una testa in cui le piste siano interlacciate ed esplorate, per esempio, in un senso: le piste 1, 3, 5, 7 e nell'altro senso, le piste 2, 4, 6, 8, nel caso di un magnetofono a bobina. Nel caso di un nastro in cassetta, le registrazioni sono evidentemente tutte nello stesso senso, ma pure interlacciate. L'industria americana fornisce attualmente nastri preregistrati in cassette a 8 piste e, ben inteso, apparecchi di riproduzione, tanto per le automobili, quanto per gli appartamenti. L'amatore dispone di magnetofoni classici 2 x 4 piste e di nastri registrati in bobine per la stereofonia a 4 canali. Allora, attualmente negli Stati Uniti, gli amatori dispongono di registrazioni e di apparecchi di riproduzione. Ma come nel 1956, è il nastro magnetico che parte come un esploratore nel campo inesplorato della stereofonia a quattro canali o « Quad », come dicono gli americani.

Le cassette compatte

Abbiamo parlato finora solo di riproduttori di cassette o di magnetofoni classici. Che ne è delle cassette « Compact? » Come ognuno sa, tutti i nastri preregistrati in cassetta sono stereofonici e, per questioni di compatibilità mono-stereo, le piste non sono interlacciate, ma parallele (fig. 1). Malgrado la sua modesta larghezza, il nastro porta 4 piste magnetiche, in realtà 2 x 2. Nulla impedisce dunque a priori di registrare (e di riprodurre) le 4 piste nello stesso senso (fig. 2). Si capisce benissimo che per conservare la compatibilità, le due piste attuali siano riservate ai canali stereofonici a due vie, ossia due alimentanti gli altoparlanti di sinistra e di destra e le due piste supplementari ai canali posteriore sinistro e posteriore destro. Coloro che non possedessero apparecchi a quattro vie, avrebbero così un'informazione stereofonica compatibile con una riproduzione delle informazioni registrate sulle altre due piste.

Ma sul piano commerciale ciò comporterebbe un immagazzinaggio di cassette a 4 vie e a 2 vie assolutamente impossibile con la politica perseguita dalla Philips. È per questa ragione che questa Casa si oppone a tale soluzione.

Alcuni industriali, passando oltre alle raccomandazioni della Philips (che, crediamo, ha messo a disposizione tutti i brevetti « minicassette gratuitamente a disposizione di tutti, ma ne ha conservato la priorità) producono chi nastri registrati, chi apparecchi.

La Philips, per difendere la sua posizione, ha presentato un sistema a 4 vie, dove le 4 piste sono registrate nella superficie, in cui sono registrate le 2 piste attuali (fig. 3). Questa soluzione ingegnosa risolve evidentemente il problema della compatibilità, alla quale la Philips è particolarmente attaccata, ma la ristrettezza delle piste e quella ancora maggiore degli intervalli tra le piste, l'aumento del soffio e la diminuzione del rapporto segnale/rumore diminuiscono il valore delle registrazioni, che sono, anche con 2 piste, di già spesso critiche.

Inoltre, la fabbricazione delle testine arrischia di diventare costosissima. La Philips dovrà adottare rapidamente una politica, poichè attualmente siamo ad una svolta importante: è vicino il momento in cui l'industria e gli amatori sceglieranno fra il disco e il nastro magnetico preregistrato.

Perchè siamo così categorici? Perchè i progressi compiuti nel campo della meccanica degli apparecchi a cassette, l'introduzione del sistema Dolby B negli amplificatori, i nuovi nastri al biossido di cromo (alcuni adottano a torto la formula diossido di cromo, che è anglosassone) fanno sì che i magnetofoni a cassette fabbricati da Advent, Harman-Kardon etc permettano di raggiungere risultati comparabili a quelli ottenuti attualmente con i magnetofoni classici semiprofessionali a 9,5 cm/s. (Un articolo dettagliato descrivente lo stan-

Fig. 1.

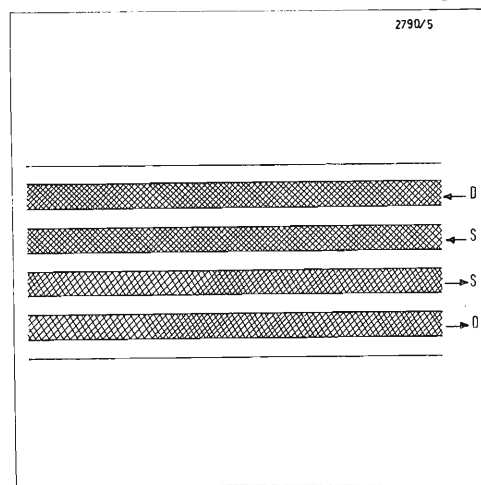



Fig. 2.

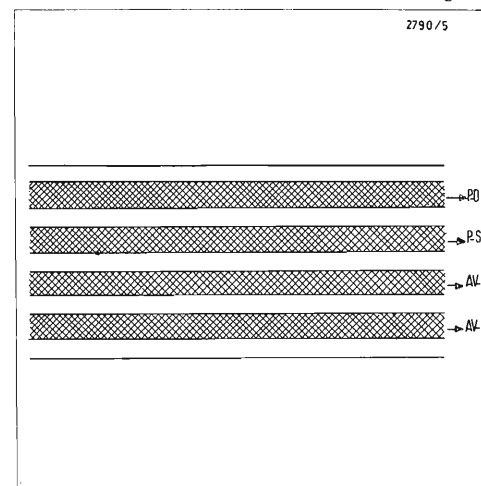
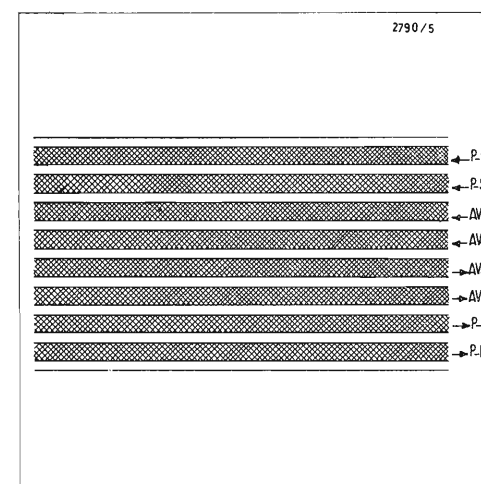
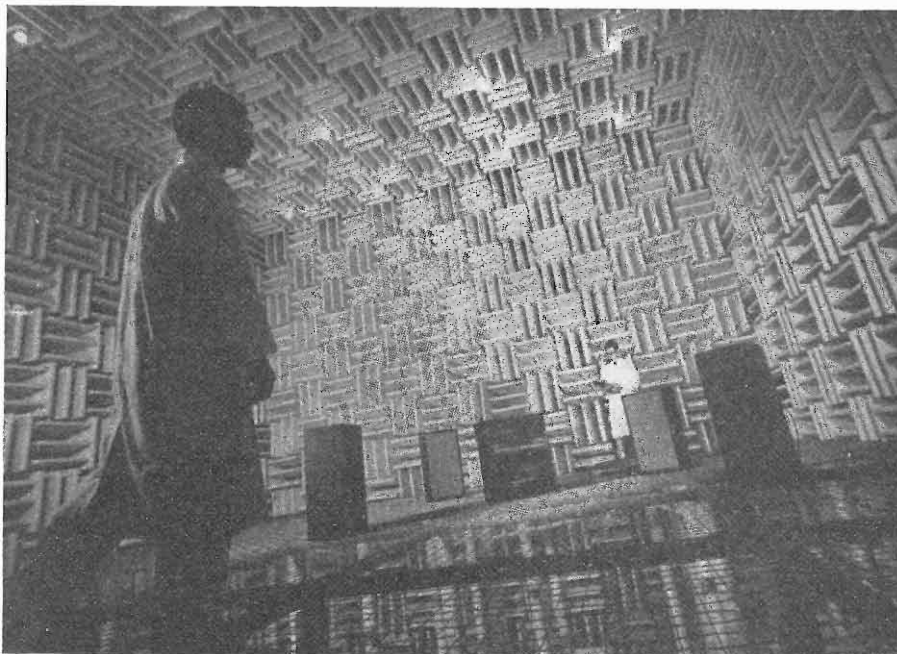



Fig. 3.

dard americano QUART è stato pubblicato nel N° 1300 bis del 25 marzo 1971 della rivista Hi-Fi stereo).

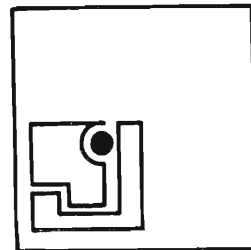
Ma i dischi ...

Indubbiamente l'industria del disco si è sentita minacciata e vede la sua rocca attaccata. L'anno scorso, in Francia, la produzione di dischi è stata di 63 milioni di unità, ma la produzione di cassette e di nastri ha raggiunto 1.400.000 unità. Lo scarto tra le due produzioni è notevole, ma la progressione della vendita delle cassette è enorme. Non compiangiamo gli editori di dischi, essi dispongono di tutti i diritti di riproduzione delle opere musicali ed essi possono soli, per questo fatto, fabbricare nastri magnetici, ma il cambiamento di fabbricazione richiederebbe investimenti, che essi non sono decisi a fare a cuor leggero. È questa certamente una delle cause di importanti ricerche, che si fanno per l'edizione di dischi stereofonici a 4 canali. Ben inteso, bisogna che i dischi siano compatibili, ossia che le informazioni dei 4 canali siano contenute in un solo solco, come lo sono attualmente le informazioni stereo.

In quale senso hanno luogo le ricerche

È evidente che i ricercatori non hanno fretta di rivelare le loro batterie, prima che i risultati ottenuti non siano perfetti. Sebbene lo scrivente sia personalmente molto legato a Charbin e Cabasse, che in Francia si occupano di questo problema, essi non gli comunicano che indicazioni molto frammentarie circa la direzione e lo stato di avanzamento delle loro ricerche; la cosa è pienamente comprensibile, poichè essi possono decidere, nel corso degli studi, di mutare completamente direzione. Ricerche analoghe si fanno in tutti i paesi del mondo e attualmente solo due costruttori hanno dato qualche indicazione sui risultati delle loro ricerche in corso di presentazione.

Il processo Scheiber

Il processo Scheiber per l'incisione di dischi a 4 canali (su di un solco) è stato presentato negli U.S.A. dalla *Advent*

Corporation costruttore di materiale elettroacustico e da *Audiodata* detentore dei brevetti Scheiber, alla fine del 1971.
La dimostrazione fu fatta nelle condizioni seguenti con un disco stereofonico e una musicassetta recante le informazioni contenute nei 4 canali; si fece un confronto con una registrazione effettuata con un magnetofono a 4 piste del tipo di quello usato dall'Acoustic Research per le sue presentazioni. Il confratello americano M. Milton B. Switzer, che assistette a questa dimostrazione, afferma che nei due casi la riproduzione era identica. Per contro, si era rilevata una differenza sensibile quando si è passato il disco o il nastro magnetico su di una catena stereofonica a due piste.

Studio del processo Scheiber

Nell'esposizione che segue mancano molti dettagli, per le ragioni già date sopra e ce ne scusiamo. In registrazione, i 4 segnali provenienti dalle 4 sorgenti sono inviati in un codificatore matriciale a resistenze, dopo che i segnali delle vie posteriori destra e sinistra erano stati messi in fase (fig. 4). Matrici di questo tipo vengono usate nei televisori a colori per la separazione dei segnali di cromaticità. I due segnali d'uscita della matrice A e B, contengono le informazioni indicate nella detta fig. 1. Il decodificatore è combinato in modo tale che quando il rapporto del segnale anteriore sinistro $AV - S$) sul segnale anteriore destro ($AV - D$) è uguale a 2,41 (il che avviene quando $A = B$, o $B = 0$), o quando il rapporto $(AV - S)/(AV - D)$ è 1/2,41 (il che avviene quando $A = -B$, o $A = 0$) i guadagni dei 4 canali, dopo matrizzazione, sono abbassati di 3 dB rispetto al massimo ammissibile.
Se un segnale arriva solamente sulla via $AV - S$, i segnali dematrizzati hanno un valore uguale a 1 nell'$AV - S$, il che riduce proporzionalmente i segnali $AV - D$ e posteriore sinistro ($P - S$) e non si ha alcun segnale posteriormente a destra ($P - D$). Il forte rapporto fra $AV - S$ e $P - D$ è utilizzato dall'amplificatore differenziale e applicato agli amplificatori di controllo di guadagno, che bloccano $AV - D$ e $P - S$ e aumentano il guadagno di $AV - S$ e posteriore destro fino al livello 0 dB.
Un segnale che appaia solamente nella via destra posteriore $P - D$ ha lo stesso effetto. Avviene la stessa cosa, invertendo tutti i riferimenti, quando un segnale appare solamente nella via $AV - D$ e $P - S$. Conviene segnalare che l'effetto dei regolatori di guadagno è temperato e limitato.
Alle entrate e all'uscita dell'amplificatore differenziale, si impiegano filtri per evitare che frequenze parassite intervengano nel funzionamento del sistema. Lo studio degli altri elementi del circuito esorbita da queste note.

Conclusioni sul sistema Scheiber

Riassumendo, nel processo Scheiber le informazioni provenienti da 4 canali vengono codificati e introdotti in due canali, e questo nella banda *AF* 20/ /20.000 Hz. Grazie a una matrizzazione dei 4 segnali, ciascuno dei canali delle due trasmissioni porta una parte delle informazioni provenienti dai 4 segnali originali. La dematrizzazione dei due segnali compositi genera in riproduzione 4 segnali in relazione diretta fra loro, ma la distribuzione specifica delle potenze è alterata. La ripartizione delle potenze è effettuata da 4 circuiti regolatori di guadagno asserviti da un comparatore, che controlla la relazione di ampiezza dei segnali delle vie disposte in diagonale. Così la potenza propria di

Fig. 4.

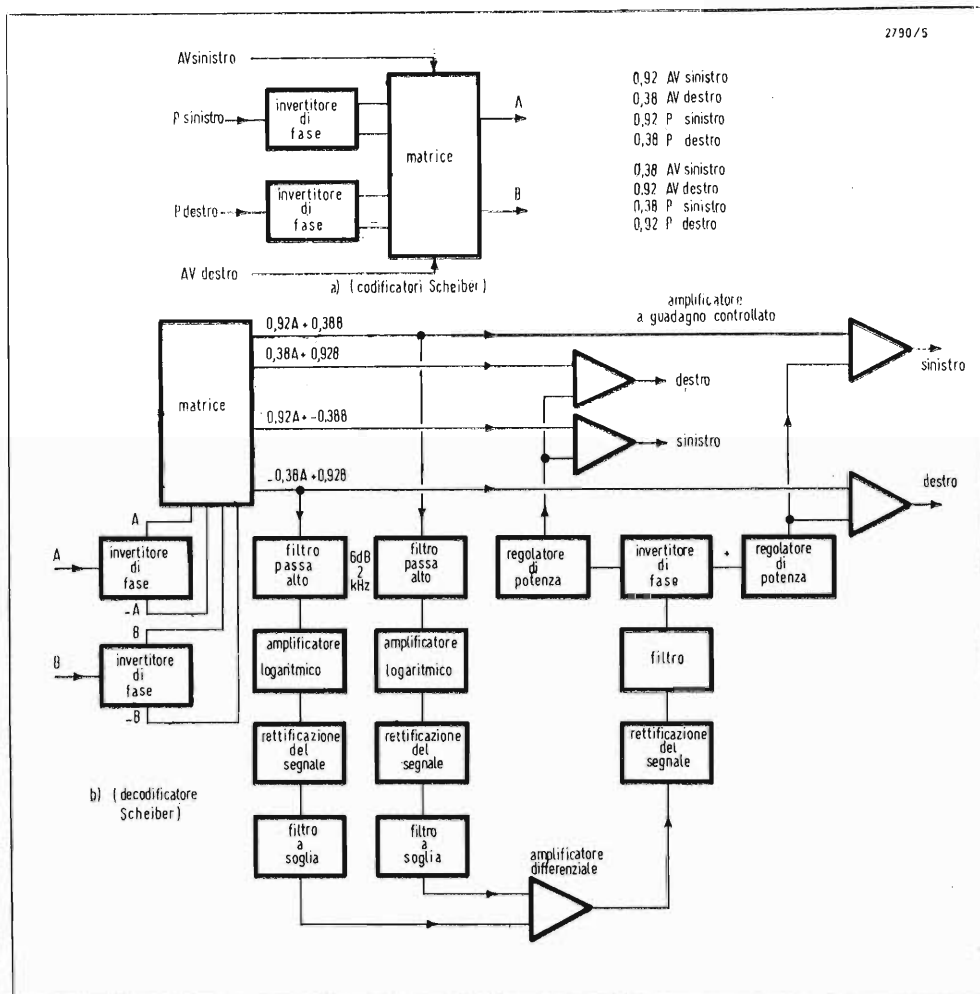
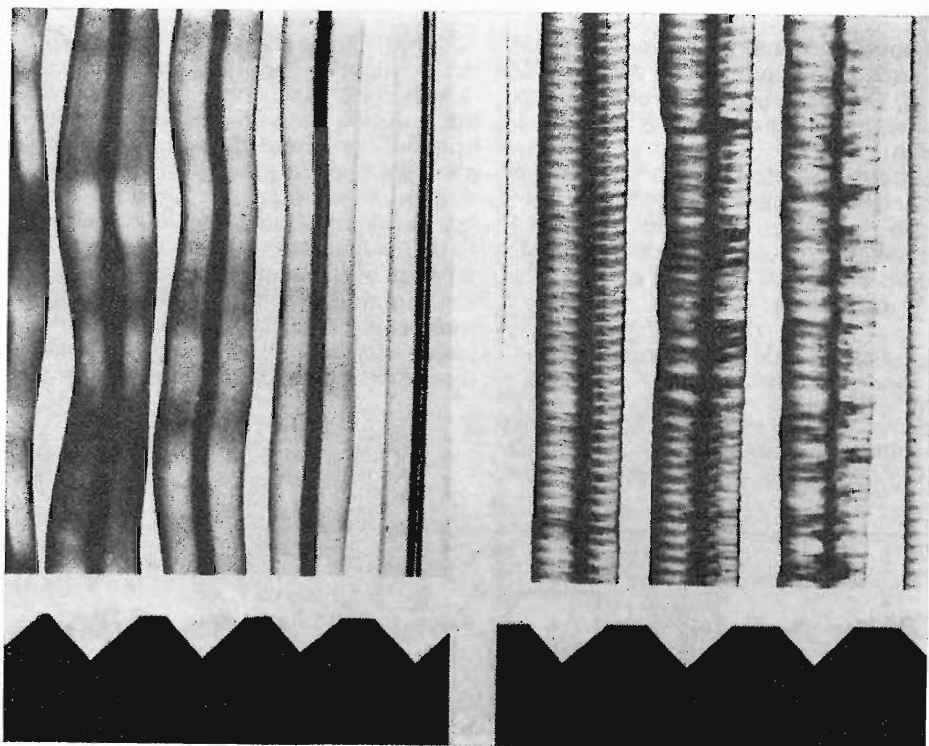



Fig. 5. - Questa foto rappresenta nella sua parte superiore la vista disopra, fortemente ingrandita, di un disco stereofonico convenzionale (a sinistra della figura).
I solchi di un disco quadrifonico, fabbricato secondo il sistema a sottoportante *CD* 4, portano una modulazione molto più complessa, poiché la banda di frequenze necessaria è più grande (Nivica) (a destra della figura).
I solchi di un disco fabbricato secondo il sistema *SQ* hanno un aspetto vicino a quello dei solchi di un disco stereofonico. Dall'alto in basso (figura 5 di sotto) il solco porta una modulazione provocata da un segnale *AV – S* (avanti sinistro), *AV – D* (avanti destro), poi *P – S* (posteriore sinistro) e infine *P – D* (posteriore destro). Nei due primi casi, è modulato un solo fianco del disco. Negli altri due casi, si può osservare lo spostamento delle modulazioni sui due fianchi. Nel caso della registrazione di un messaggio musicale, la modulazione totale del solco è una combinazione delle quattro incisioni rappresentate qui sopra. Il solco è quindi molto complesso e la sua rappresentazione fotografica è indecifrabile.

ciascun canale è vicinissima alla distribuzione delle potenze della registrazione originale.
La risposta in frequenza non è alterata in alcun caso, ma la separazione dei canali varia in funzione delle informazioni ricevute. I sostenitori di questo sistema affermano che in nessun caso la separazione cade al disotto di 15 dB, il che è sufficiente, a parer nostro, tanto più che molto spesso essa è assai superiore a questa cifra.
Il vantaggio del sistema Scheiber è che è direttamente applicabile a tutte le forme di diffusione: disco, nastro magnetico, trasmissione MF stereo; esso richiede solo l'impiego di un codificatore in trasmissione e di un decodificatore in riproduzione. Sembra però che la compatibilità non sia assoluta, cioè che le registrazioni perdano valore se vengono riprodotte in mono o in stereo a due vie.

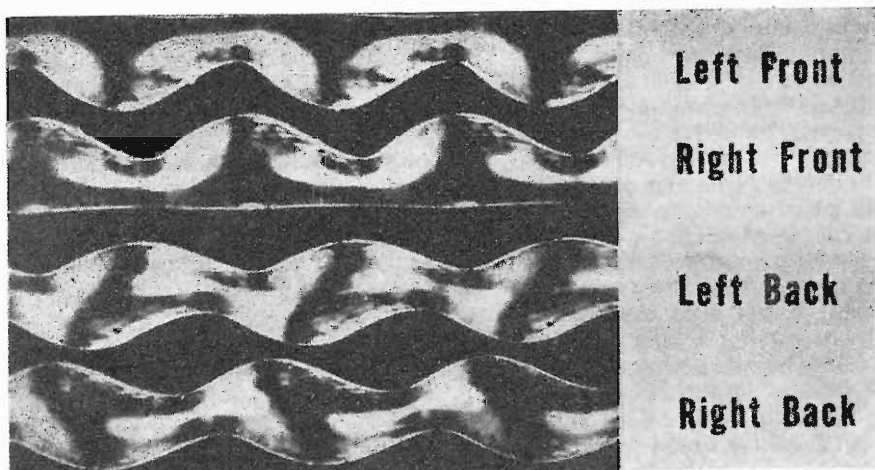
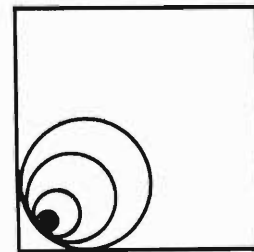
Il processo Japan Victor Cy

Il processo J.V.C. è pure un processo a 4 canali, ma completamente diverso dal precedente. Esso è, sembra, compatibile con i sistemi di riproduzione mono e stereo esistenti attualmente. Ne lasciamo la responsabilità a J.V.C., poichè non abbiamo sentito niente, ma lo studio del processo permette di ammetterlo.

Studio del processo J.V.C.

Questo studio sarà brevissimo, perchè nel processo J.V.C. di registrazione dei dischi, si usa esattamente il sistema usato in MF stereo a due vie. Si può ritenere che ci siano due canali principali contenenti le informazioni 15 ÷ 15.000 Hz e due canali supplementari registrati con una subportante nella banda 20 ÷ 45 kHz (fig. 5). È dunque necessario avere una capsula fonocaptatrice capace di riprodurre informazioni fino a 45 kHz.
I due segnali ricavati all'uscita della capsula vengono inviati ad una matrice che li separa in 4 canali. Un vantaggio essenziale di questo sistema è di essere assolutamente compatibile in mono, stereo a 2 vie e stereo a 4 vie.
I sostenitori di questo sistema affermano che basta aggiungere un decodificatore gli amplificatori, e gli altoparlanti supplementari, se si possiede un ottimo fonorivelatore, all'impianto esistente.
Noi non condividiamo il loro ottimismo, poichè durante molteplici prove che abbiamo effettuato sulle capsule di elevatissima qualità, con dischi CBS registrati fino a 50 kHz, non abbiamo mai trovato una capsula capace di riprodurre segnali al disopra di 25 kHz.
Questo è un particolare e nella spesa prevista, il costo di una capsula speciale inciderà poco. In realtà, come in tutti i sistemi a 4 vie, bisognerà prevedere un secondo amplificatore stereofonico di qualità uguale a quello esistente ed anche due contenitori acustici.

Compatibilità

Abbiamo accettato, con la riserva della creazione di nuovi fonorivelatori, che il sistema era valido per la fabbricazione dei dischi. Ma che ne è in questo caso dei nastri magnetici preregistrati e delle trasmissioni MF stereofoniche?
Per i nastri magnetici, la questione è immediatamente troncata: nessun apparecchio esistente sul mercato è capace, alla velocità attualmente in uso, di riprodurre frequenze fino a 45 kHz. Quindi, non c'è possibilità di fabbricare nastri

magnetici con questo sistema. Invece, questo sistema è compatibile con le registrazioni stereo a 4 piste. Il materiale di riproduzione, amplificatori e altoparlanti si possono utilizzare, se si possiede un magnetofono a 4 piste. Per le emissioni MF stereo il problema è molto più complesso. Le emissioni stereofoniche attuali si fanno utilizzando una subportante a 38 kHz, che, ricordiamolo, porta i segnali destro e sinistro. Bisogna dunque prevedere una seconda subportante nella banda superiore a 53 kHz. Sfortunatamente, la banda 67 kHz è già usata negli U.S.A. e in Francia dalla Radio Monte-Carlo, per la trasmissione di musica di ambiente di alta qualità, agli abbonati (grandi magazzini, associazioni etc). L'amministrazione americana (F.F.C.) non sembra del tutto disposta a modificare la sua posizione e poichè in questo ambito, la maggior parte della clientela sarà americana, lo standard sarà deciso dagli Stati Uniti. Rimane la soluzione di adottare una sottoportante di 90 kHz circa, il che è praticamente impossibile per ragioni molteplici, l'esposizione delle quali uscirebbe dall'ambito di questo articolo. Inoltre, ciò comporterebbe la spesa di un nuovo decodificatore e, senza dubbio, di un nuovo sintonizzatore.

Conclusioni sui processi stereofonici a 4 canali

Lo studio che abbiamo fatto dimostra che nessuno dei due processi esaminati dà attualmente completa soddisfazione. Coloro che volessero fare la prova, lo farebbero a loro rischio e pericolo, poichè gli standard che saranno adottati non corrisponderanno certamente ai materiali attualmente sul mercato.
È vero che gli amplificatori e gli altoparlanti saranno utilizzabili, quindi la perdita sarà modesta e compensata dalla soddisfazione, che offre oggi la stereofonia a 4 vie. Ma in questo caso, la cosa più semplice è acquistare un magnetofono a 4 canali.
Abbiamo veramente parlato solo di due processi; ne esistono anche molti altri, dei quali il più spettacolare è quello di Michele Gerzon, che ritiene che la stereofonia a 3 canali possa dare soddisfazioni. Il canale supplementare è diretto verso un altoparlante di ambiente posto dietro gli uditori.

Le nuove idee

È incontestabile che i problemi posti dalla stereofonia oltre i 2 canali sono lungi dall'essere risolti e importano in ogni caso spese supplementari notevoli per gli amatori.
Michele Gerzon e Davide Hafler in Inghilterra, Scientelec in Francia, Sansui in Giappone, fra gli altri, hanno dimostrato che quando le registrazioni stereofoniche erano eseguite in determinate condizioni, in particolare in sale da concerto, dove sono proibiti i trucchi da banco di manovra, certe informazioni riguardanti l'ambiente potevano essere trovate facendo la somma o la differenza dei segnali esistenti nei canali destro e sinistro dei dischi attualmente sul mercato.

da «Hi-Fi Stèrèo» ottobre 1972

Trasmissione musicale di alta qualità secondo un principio economizzatore di larghezza di banda

G.G. Gassmann - a cura di A. Contoni

Il 20 aprile 1972, il giorno dell'apertura della Fiera di Hannover 1972, Obering G.G. Gassmann, direttore del Laboratorio Centrale delle Applicazioni del Gruppo Europa dei componenti della ITT in Esslingen, descrisse un principio di trasmissione, che sfrutta una ridotta larghezza di banda. Nella sua conferenza integrata da prove acustiche, egli spiegò le fondamenta fisiologiche e tecniche del sistema, che permette di trasmettere uno spettro di frequenze acustiche largo circa 15 kHz, ossia una trasmissione musicale di alta qualità, mediante canali, che hanno una banda passante minore della metà di tale larghezza di banda. Ciò che è noto della tecnica delle comunicazioni circa la larghezza di banda, oggi lo conosce in generale anche il pubblico, che si interessa della tecnica.

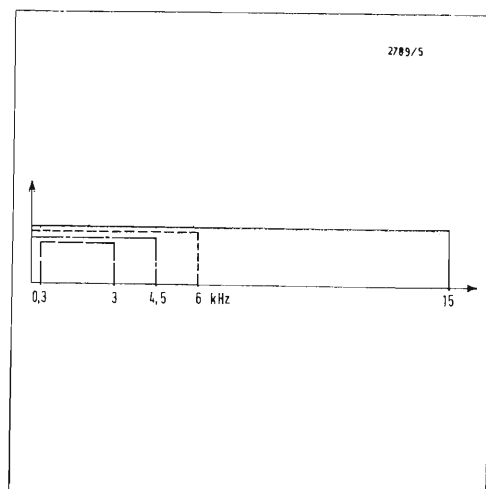
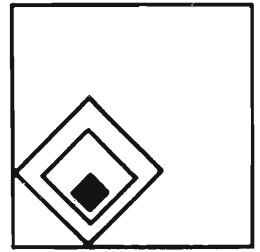
Ad esempio, la larghezza di banda dei trasmettitori a onde medie è relativamente piccola, perciò in questa gamma trova posto il maggior numero possibile di trasmittenti. Ogni radioascoltatore conosce il compromesso inerente: mancano le alte frequenze audio. Una risposta anche peggiore si ottiene dalla trasmissione mediante un canale telefonico di banda passante, essenzialmente più stretta. La differenza è chiaramente messa in evidenza dai commentari telefonici della radio o del programma televisivo. Non solo con la radiofonia a onde medie, ma in modo del tutto generale, si deve con qualunque sistema di trasmissione di segnali acustici, accettare un compromesso fra la qualità della riproduzione delle alte frequenze audio e la larghezza di banda a disposizione per la trasmissione, poichè il numero dei canali di trasmissione, che possono essere allocati in una data banda, è inversamente proporzionale alla banda passante dei canali. Così, il problema, che si pone automaticamente, di trasmettere un segnale audio a largo spettro in modo da richiedere meno della metà della larghezza di banda primitiva, sembra essere irresolvibile.

Già da almeno un ventennio ci si occupa nella tecnica delle comunicazioni di sistemi per la riduzione del flusso d'informazione. In questo campo, bisogna assumere come essenziale la riduzione del contenuto d'informazione, che può essere di volta in volta molto diversa, poichè in ogni caso, « l'essenziale » è il riuscire a capire. Il caso ben noto generalmente più semplice di riduzione dell'informazione è rappresentato dallo stile telegrafico invece dello stile epistolare. La limitazione all'« essenziale » qui consiste nell'eliminazione di prolungati saluti o di spiegazioni a lungo strascico, senza compromettere la comprensione del contenuto, il che certamente costituisce un certo compromesso.

Da circa dieci anni è sorto un sistema di riduzione dell'informazione per segnali di parola con la denominazione « Vocoder ». Con questo apparecchio, l'informazione del parlato viene ridotta in modo da assicurare ancora bene la comprensione delle sillabe, ma è escluso il carattere tonale della lingua, perciò non si può più in generale riconoscere il parlatore con le sue proprietà caratteristiche. In considerazione di questo compromesso sembrava fin qui che non fosse realizzabile una trasmissione musicale di alta qualità, ossia un segnale di audio frequenza a banda molto larga, riducendone il contenuto d'informazione, senza sminuire il valore musicale. Solo così si può capire, perchè ancora nessuno prima d'oggi abbia affrontato questo problema. Per contro, nelle applicazioni visuali, si è già spinta molto in profondità la riduzione dell'informazione, anche con segnali complessati di alto valore. Così, ad esempio, il segnale televisivo di colore richiede, per la sua trasmissione, solo circa un quinto della larghezza di banda del segnale bianco-nero e si trova inoltre ancora entro lo spettro previsto per il segnale bianco-nero. Questo esempio rappresenta uno stato molto avanzato di riduzione dell'informazione.

Per i compromessi da adottare di riduzione relativamente alla riconiscibilità si è ritenuto sufficiente il potere risolutivo dell'occhio umano. Si erano determinati in precedenza, mediante molte ricerche con persone di prova, i vari limiti della risoluzione visuale.

Per raggiungere questo scopo anche con segnali acustici di alta qualità, si richiedeva dapprima di determinare i limiti della percezione dell'udito umano e, secondo questa base, di adottare i necessari compromessi in modo che anche uditori molto critici non potessero accusare perdite di qualità provocate dalla riduzione della informazione. Questi sforzi apparvero molto importanti, perchè

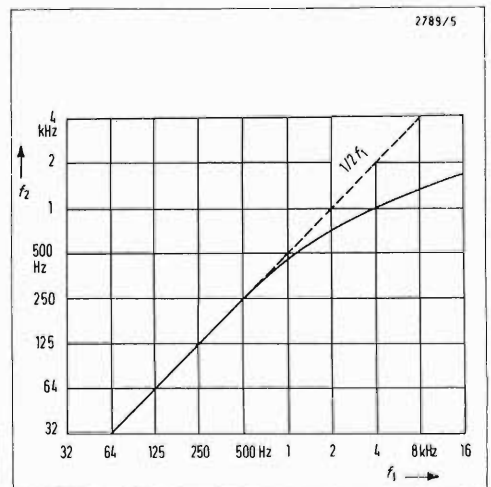
Fig. 1 - Dipendenza fra la qualità della musica e la larghezza di banda.

in molti campi della trasmissione d'informazioni a scopi acustici si è trovata una riduzione d'informazione senza compromessi facilmente osservabili; per es., nell'ambito delle trasmissioni via satelliti, o nella registrazione di segnali audio, ed anche nella determinazione di un nuovo principio di trasmissione a onde medie, dove si è dovuto porsi il compito di raggiungere una qualità, che non fosse inferiore alla qualità ottenuta nella banda delle O.U.C. All'inizio di queste ricerche si pensò di dover urtare contro difficoltà molto gravi. Ma, con molta meraviglia, non era questo il caso. Una prima serie di ricerche può già provare in modo convincente che è possibile una trasmissione con risparmio di banda passante. Essa sfrutta il potere risolutivo tecnicamente imperfetto dell'orecchio.

Dalla figura 1 si deduce come diverse persone in prova di ascolto giudicano la qualità della musica in funzione della larghezza di banda della trasmissione. In un collegamento telefonico, la cui banda da 0,3 a 3 kHz non è in alcun caso sufficiente per la trasmissione di segnali musicali, la qualità è « molto cattiva ». I trasmettitori radio a onde medie hanno una banda di frequenze da circa 40 Hz fino a 4,5 kHz, che acconsente sicuramente una risposta definita « cattiva ». Già l'estensione della banda di frequenza a 6 kHz porta un chiaro miglioramento da denotarsi « bastante ». La risposta di alta fedeltà di buoni dischi, o la ricezione di una trasmissione in O.U.C. con forti intensità di campo, si designano come « molto buone ». La banda di frequenze da mettere qui a disposizione da circa 15 Hz fino a 15 kHz richiede una larghezza di danda più che doppia di quella della trasmissione con qualità « sufficiente ». Si potrebbe dunque affermare che il campo di frequenze richiesto per una qualità musicale « sufficiente » si può stabilire con due canali larghi 6 ÷ 7 kHz.

Nella pianificazione delle frequenze nella banda radio, o per le trasmissioni via satelliti, ed anche per i sistemi di registrazione dei suoni, è indispensabile portare in un rapporto il più possibile ottimale la qualità e il numero dei canali di trasmissione, rispettivamente il costo di registrazione. Si giunge così sempre ad un conflitto d'interessi fra la qualità del suono e il costo della trasmissione, rispettivamente della registrazione e bisogna scegliere un compromesso adatto ad ogni rapporto. Il nuovo sistema di trasmissione con riproduzione sintetica degli acuti si distingue per una larghezza di banda di trasmissione minore della metà della larghezza di banda richiesta dalla qualità della riproduzione di alta fedeltà. Esso viene classificato, secondo i casi, come « molto buono » o « buono ». Il maggior costo inerente è solo d'importanza secondaria, in vista dell'integrazione dei semiconduttori, che oggi si inserisce sempre più estesamente nella tecnica dei circuiti. Quanto sia piccolo il contenuto di segnale nel campo di frequenze da 6 a 15 kHz, sorprende chiunque ascolti un brano musicale con tagliate le frequenze basse e centrali.

Si percepiscono più o meno solo ancora gli strumenti a percussione o le note altissime, che di per sè soli spesso suonano molto distortamente. Malgrado il piccolo contenuto d'informazione agente direttamente in questo campo di frequenze superiori influisce sul giudizio della qualità, come lascia intendere la fig. 1. La riduzione adottata della larghezza di banda per la gamma delle frequenze più alte si appoggia a ricerche fisiologiche dell'udito, il risultato delle quali, esprimendoci molto semplicemente, si può riassumere con l'espressione che l'uomo, al disopra di un limite di frequenze, che giace tra 4,5 e 6 kHz è « antimusicale » in una misura appena credibile. In altre parole: suoni falsi oltre questo limite, anche un musicista non li percepisce come falsi, quando essi si discostano di circa un tono intero dal valore esatto.

La fig. 2 mostra quanto gravemente s'inganna l'orecchio umano nel giudicare le note acute, quando non abbia alcuna immediata possibilità di confronto con altri suoni. Il diagramma fornisce la frequenza f_2 che le persone sperimentanti percepiscono, in mancanza di possibilità di confronto, di altezza metà di un suono udito prima avente frequenza f_1. Per esempio, nell'ascolto di una nota di 8 kHz, non si prercepisce un suono annunciato di circa 4 kHz di metà altezza, ma sorprendentemente una nota di 1,4 kHz. Ciò avviene certamente solo se manca la possibilità di confronti armonici. Ma varie ricerche dimostrarono che al disopra di una determinata frequenza, anche avendo possibilità di confronto,

Fig. 2 - Percezione delle altezze metà dei suoni in funzione della frequenza. Da Zwicker e Feldtkeller « L'orecchio come ricevitore d'informazioni ».

ossia per es. con note entro un pezzo musicale, vale una legge similare, indubbiamente in maniera fortemente attenuata. Questo effetto di inesatta percezione dei suoni nel campo delle alte frequenze viene sfruttato nei sistemi di ricerca della riduzione fisiologicamente ammissibile del flusso d'informazione nella trasmissione di pezzi musicali.

In fig. 3 è rappresentato il principio della ripartizione di frequenze adottata.

Per la gamma di frequenze inferiore fino a 6 kHz non si cambia tecnicamente niente nel dispositivo di prova. Poi, sono previsti 12 canali per l'ottava da 6 a 12 kHz, però sarebbe possibile, secondo i singoli casi di applicazione, di ridurre a metà il numero di questi canali e, inoltre, di spostare il limite di frequenza di 6 kHz precedentemente scelto, ad una frequenza più bassa, per es. 4,5 o 5 kHz. Con l'ausilio del dispositivo sperimentale, non vengono ora riprodotti i segnali originali di questi canali, ma al loro posto, si riproduce un suono succedaneo generato sinteticamente avente una frequenza, che giaccia all'incirca al centro del corrispondente canale audio (indicata in tratteggio in fig. 3), e con un'intensità sonora, che corrisponda al segnale originale del canale considerato. La scala dei mezzi toni abbraccia quasi tutte le frequenze audio necessarie per la riproduzione musicale degli strumenti a tasti; pure si manifestano certi falsamenti di suoni nella riproduzione di strumenti a corda, i toni dei quali possono essere cambiati continuamente. Qui entra in gioco l'impotenza dell'orecchio umano di percepire questi falsi toni di alte frequenze con una relativamente piccola deviazione, come disturbanti.

Esattamente allo stesso modo che in TV a colori si può generare un'immagine di prova, che con la riduzione dell'informazione lascia agevolmente vedere il compromesso definitivo, si può, anche nel campo acustico, generare un segnale di prova di tal genere. Una nota di misura continuamente crescente nell'originale dalle frequenze basse a quelle alte trasforma, durante la corsa esplorativa del dispositivo di analisi, i 6 kHz in una scala musicale con scatti di semitoni. Questo passaggio udibile nella nota di misura esplorante per la riproduzione sintentica degli acuti, non è più percepibile come disturbante nella riproduzione della musica.

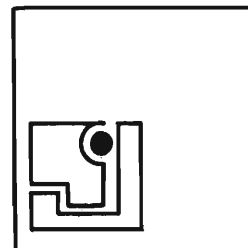
È fondamentale che le frequenze equivalenti sinteticamente generate debbano avere ogni volta un'ampiezza, che corrisponda all'ampiezza originale del canale in considerazione. Basta però trasmettere solo queste informazioni di ampiezza e non più l'intero spettro delle armoniche. Ciò si verifica con l'ausilio di una portante pilota. La fig. 3 in basso riproduce lo spetttro necessario per la trasmissione dell'informazione completa. Nel presente esempio, si tratta del segnale originale nella gamma di frequenze fino a 6 kHz. Nella gamma di frequenze qui interessata relativamente piccola, si trova il segnale pilota, che trasmette successivamente nel tempo le informazioni di ampiezza dei singoli canali e precisamente, nell'esempio qui riportato, nella forma modulata in frequenza. La frequenza f_0 corrisponde qui all'intensità sonora 0, la frequenza f_{max} corrisponde alla massima intensità del suono. Di proposito, questa banda è suddivisa logaritmicamente, ossia l'intensità sonora varia con legge logaritmica in funzione della frequenza del segnale pilota. Per la sincronizzazione è necessaria una frequenza f_{sinc}, che ancora si trova al disotto della frequenza f_0. Ben inteso, ci sono anche altre possibilità di trasmissione. Così si presenta la modulazione a banda laterale unica, quando si può ancora diminuire ulteriormente la larghezza di banda necessaria per il segnale pilota. Finalmente, viene fatto di prendere in considerazione il segnale pilota pure esso entro la banda base (indicato a tratti nella figura). Entrare in particolare circa questa variante, condurrebbe però qui troppo lontano.

Il principio di funzionamento dell'apparecchio di analisi realizzato nella variante con nota pilota modulata in frequenza è spiegato con l'aiuto degli schemi a blocchi per la sezione trasmittente (fig. 4) e per la sezione ricevente (fig. 5). Il segnale audio da trasmettere, per es. il segnale fornito dall'amplificatore del microfono, arriva in alto a sinistra in fig. 4. Nella parte più alta a sinistra si trova il filtro passa basso, che trasmette le frequenze nella banda da 15 Hz a 6 kHz e attenua tutte le note più alte. Sotto questo passa basso sono rappresentati tre dei, per esempio, 12 filtri passa banda in totale, che filtrano ciascuno uno dei canali, nei quali la banda sopra i 6 kHz è suddivisa. I segnali filtrati raggiungono un raddrizzatore speciale, che lavora ancora in modo soddisfacente nel campo dei millivolt. L'allegato analizzatore elettronico, rappresentato come un commutatore rotativo, porta i segnali raddrizzati dipendenti dall'intensità sonora, che per conto loro hanno una piccola larghezza di banda, successivamente e attraverso un distorcitore logaritmico, allo stadio di reattanza per la modulazione in frequenza del segnale pilota.

Fig. 3 - Esempio di distribuzione di frequenze con riproduzione sintetica degli acuti.

Poichè le tensioni provenienti dal raddrizzatore possono giacere solo fra 0 e un valore positivo, la frequenza del segnale pilota oscilla anch'essa solo fra le frequenze f_0 e f_{max}, come è rappresentato in fig. 4 in basso a destra. Solo la tensione negativa addotta in una posizione del commutatore per la sincronizzazione sposta la frequenza pilota di riposo a f_{sinc} verso l'altra parte. Un circuito sommatore (fig. 4, in alto a destra) riunisce i segnali base e pilota prima dell'applicazione alla sezione trasmittente.

Come ulteriore perfezionamento si potrebbe, per un'estensione dinamica al lato ricevente, modulare anche il segnale di sincronizzazione con un segnale di correzione, che viene derivato da una compressione dinamica del segnale audio completo operata in trasmissione. A questo modo, si può raggiungere ancora un'apprezzabile miglioramento del rap-

porto segnale/rumore, senza praticamente alcun sovrapprezzo.
All'entrata del ricevitore (fig. 5), due filtri suddividono il segnale trasmesso nella banda base e nella banda pilota. La tensione pilota modulata in frequenza viene purificata dai disturbi mediante un limitatore e demodulata in un successivo discriminatore. Poi, il segnale demodulato percorre un compensatore logaritmico di distorsione. Alla fine, il commutatore rotante distribuisce le tensioni ripristinate su di un certo numero di condensatori di accumulo, che pilotano i rispettivi modulatori (segnati *M* in fig. 5) in modo che le frequenze equivalenti generate dai singoli generatori dietro il circuito sommatore si presentano nella giusta composizione.
Per la sincronizzazione del commutatore rotativo pilotato da un generatore ritmatore non sincronizzato, il separatore di ampiezza *AS* separa la tensione di sincronizzazione raddrizzata negativamente. Essa serve per il ripristino in posizione del commutatore sulla corrispondente posizione di uscita, che è identica alla posizione di uscita nel trasmettitore.

Il circuito ricevente descritto risulta indiscutibilmente costoso. Ma quando si considera che la ditta ITT-Intermetall costruisce già un circuito integrato, che può comportare tutte le 12 note di una ottava per gli organi elettronici, il prezzo per il necessario complesso circuitale, con la relativa fabbricazione in serie dovrebbe essere così basso, che il lato economico non avrebbe più importanza. I possibili sviluppi del sistema sopra descritto per la riduzione della larghezza di banda nei vari campi della tecnica delle informazioni non si possono ancora stabilire completamente in un momento che è troppo presto, tuttavia alcune indicazioni mostrano la molteplicità delle possibilità. In principio di questo articolo si è già ricordata la trasmissione con la tecnica dei satelliti.

Da due anni lo stesso autore si occupa del nuovo sistema di trasmissione di suoni « COM », dove negli interspazi fra le righe delle immagini televisive si può trasmettere una quantità di segnali audio. Da varie parti vennero formulate proposte di sfruttare le righe di ritorno per altri scopi, ad es. per il facsimile e la trasmissione di segnali di tempo, per cui è sorto un certo conflitto di interessi. Con il sistema di trasmissione audio a economia di larghezza di banda è ora possibile limitare la trasmissione COM in una banda di frequenze per es. da 0 a 6 kHz, il che comporta il dimezzamento delle spese di registrazione ed inoltre ha il vantaggio di inserire le informazioni complementari ricordate nel rimanente intervallo di frequenze da 6 a 12 kHz. Si segnala un'altra applicazione nella tecnica di registrazione dei suoni. Così, per esempio, è importante nella generazione della musica di sotto fondo, accumulare su nastri magnetici una durata di suono più lunga possibile. Il nuovo sistema consente il raddoppio della possibilità di immagazzinamento. Almeno teoricamente, si potrebbe applicare questo principio anche ai dischi e con ciò raddoppiare la loro durata di riproduzione dei suoni. Senza dubbio, ciò avrebbe l'inconveniente che gli attuali mezzi di riproduzione diverrebbero inutilizzabili, per cui, per il momento, questa applicazione vien ben poco presa in considerazione.

L'uso certamente più interessante si presenta nella radio a onde medie.

Da molti anni, ci si sforza intensamente di compilare una nuova pianificazione delle radiotrasmissioni a onde medie e quindi di passare alla tecnica della banda laterale unica, per rendere possibile una ricezione lontana priva di disturbi su onda media. I ricevitori di costruzione odierna non sono certamente in grado di ricevere queste nuove trasmissioni a onde medie, per cui un'ulteriore variante delle Norme, come quella che porterebbe l'introduzione di questo principio audio, non è sconveniente. Si potrebbe, a questo modo anche raggiungere una qualità sonora notevolmente migliore, che non si allontanasse di molto dall'attuale qualità in O.U.C. In considerazione del fatto che la menzionata desiderata tecnica di trasmissione a onde medie avrà validità assai oltre l'anno 2000, si dovrebbe in nessun caso rinunciare, nella nuova pianificazione della radiofonia a onde medie ad un sensibile miglioramento della qualità, che si offre. Ciò ha anche dato il motivo, già ora e non prima, successivamente alla fine dei lavori di sviluppo, di attirare l'attenzione sul sistema e quindi di riaprire presto la discussione sull'argomento.

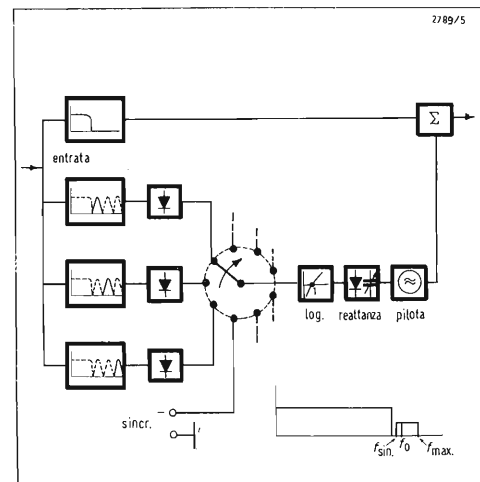
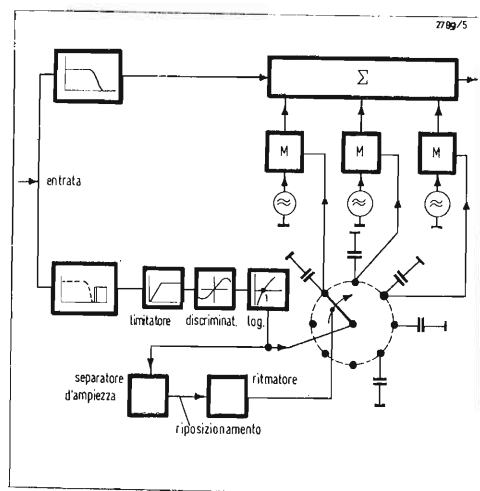
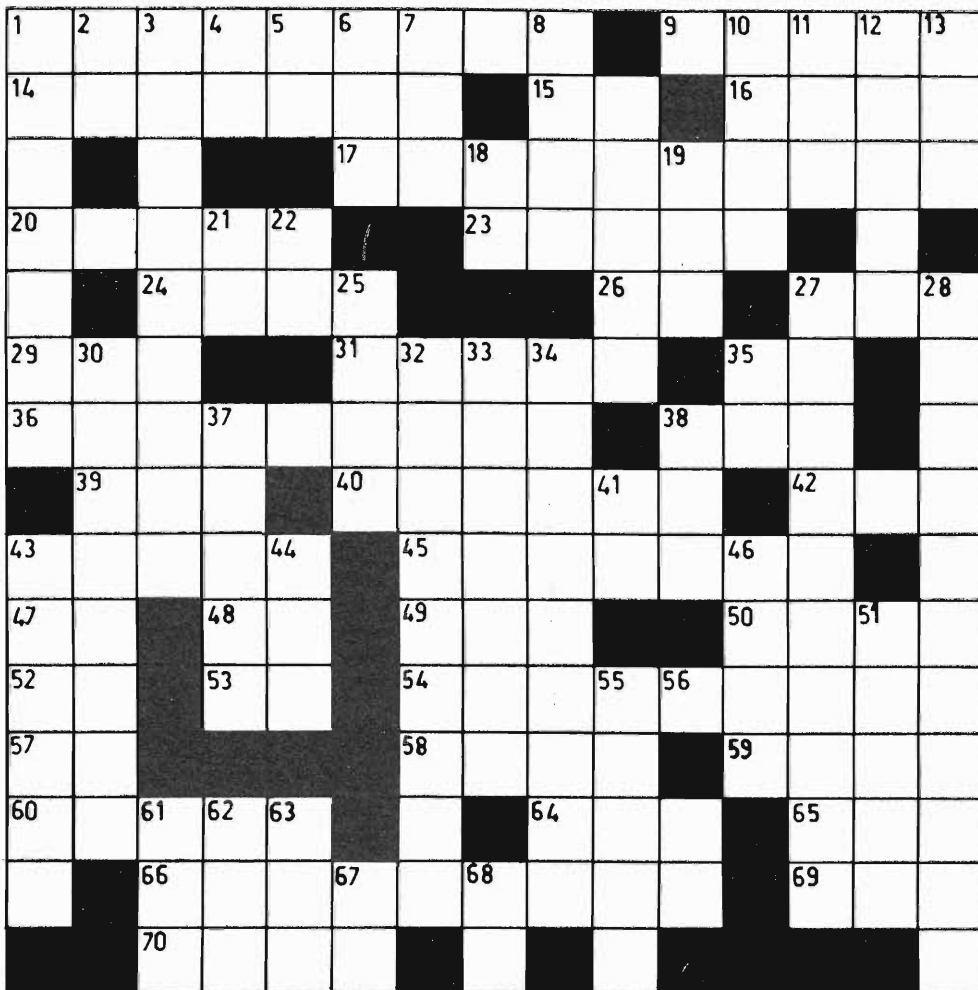



Fig. 4 - Schema a blocchi dell'elaborazione dei segnali in trasmissione per la trasmissione di suoni con larghezza di banda ridotta.

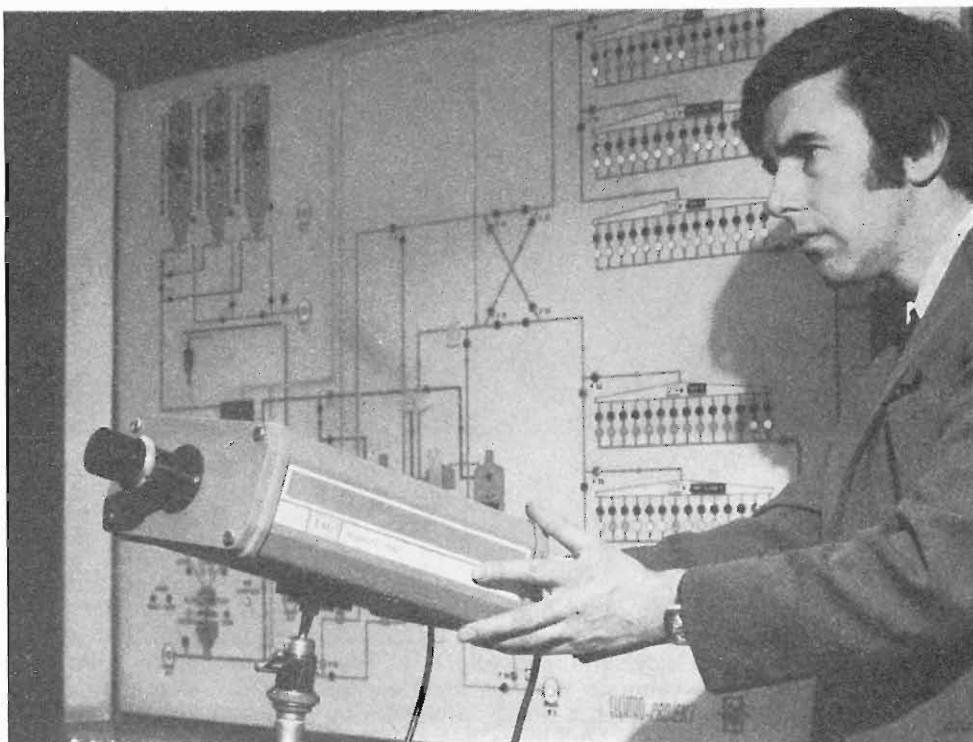
Fig. 5 - Utilizzazione dei segnali in ricezione.

Radiocruciverba

DEFINIZIONI ORIZZONTALI: 1. Si oppone alla corrente alternata - 9. Segnala aerei e navi - 14. Il Guglielmo della radio - 15. Induttanza e capacità - 16. Sinonimo di circuiti - 17. E' spesso velenosa questa sostanza - 20. L'anodo A.T. del cinescopio - 23. Quota periodica da pagare - 24. Spauracchio obsoleto - 26. Trento - 27. Gradazione della sensibliità usata in fotografia - 29. Soc. Italiana Televisione - 31. Triodo semiconduttore raddrizzatore - 35. Gruppo cianogeno - 36. Abolizione volontaria o no - 38. Nota sigla anglo-americana del cinescopio - 39. Indicatore planimetrico di posizione - 40. Produce tappeti questa città - 42. Discorso troncato - 43. Giunzioni drogate - 45. Eliminato - 47. Interruttore Automatico - 48. Principio di efflusso - 49. Nichel e azoto - 50. Ente radiofonico e televisivo francese - 52. La giunzione elementare dei semiconduttori - 53. Radiofrequenza - 54. Usano il trapano questi operai - 57. Pezzo di ottobre - 58. Antichi spiriti familiari articolati che hanno perso le consonanti - 59. Preghi in latino - 60. Sistema di radionavigazione - 64. Touring Club Italiano - 65. Comincia se segue la zia - 66. Profumato - 69. Principio di oscurità - 70. Industrie Italiane Telefoniche e Telegrafiche.

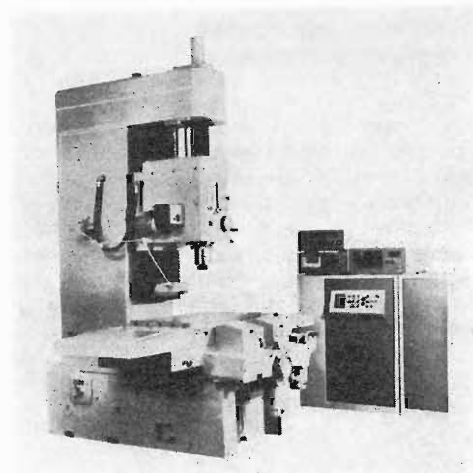
DEFINIZIONI VERTICALI: 1. Segnale a guizzo - 2. Modulazione di ampiezza - 3. Primo esemplare di produzione - 4. Accoppiamento elettronico inglese - 5. Guido d'Arezzo lo chiamò UT - 6. Ente Nazionale Assicurazioni - 7. Il sistema di TVC russo - 8. Lo trasse Giulio Cesare - 10. Si usa per il tiro, nell'edilizia e in orchestra - 11. Divinità femminile - 12. Serve nei lanci spaziali - 13. Malvagie - 18. Sezione Radio Alcalino-terrosa - 19. Moneta giapponese - 21. Circuito logico - 22. Resistenza e capacità - 25. Società gerente gli ascensori - 27. Senso di rotazione, C.C.W. in inglese - 28. La fisica extraterrestre - 30. Apparato da utilizzare - 32. Ispirata nell'ottocento - 33. Il contrario di abilitare nei calcolatori - 34. Altro appellativo degli aviatori - 35. Capacità e resistenza - 37. Ricorda il ferro e le stelle - 38. Comitato Elettrotecnico Italiano - 41. Sigla dei Paesi Bassi - 43. L'antenna di TV più semplice - 44. L'interrogatore del radar (sigla) - 46. Nota acustica - 51. Mezzo transistore - 55. Cresta o punte delle forme d'onda - 61. L'Ente Radiofonico Italiano - 62. La vecchia unione dei nostri radiotecnici - 63. Circuito logico inibitore - 67. Media tensione - 68. Torino.

Soluzione

Notiziario

Nuova telecamera a circuito chiuso alla Mostra dell'Assistenza Audio-Visiva di Londra.

Alla Inter-Navex '72 — alla recente Mostra dell'Assistenza Audio-Visiva Internazionale all'Olympia di Londra, ha fatto il suo debutto la nuova telecamera EMI a circuito chiuso, con cassetta protettiva a chiusura stagna ed altre caratteristiche speciali che ne rendono il funzionamento, l'installazione e la manutenzione facile ed efficiente. Si chiama « Surveyor » ed è destinata a molti usi nel campo dell'istruzione, del commercio e dell'industria; è robusta e versatile, con 625/525 linee, dotata di particolarità speciali di funzionamento — come il telecomando e la bassa luminosità — che la rendono ideale per un vastissimo raggio di applicazioni.

Alesatrice-tracciatrice a coordinate con controllo numerico S.I.M.A.

Una recente realizzazione della S.I.M.A. S.p.A. è l'alesatrice-tracciatrice a coordinate mod. « Omega 2 R » NC a controllo numerico; tale unità è adatta per operazioni di foratura, alesatura, lamatura, ecc., con tolleranze ristrettissime, tali da garantire minimi errori di ortogonalità e di ovalità dei fori e sfacciature perfette. Questa operatrice elimina totalmente la maschera di foratura e alesatura e quando si lavora un solo pezzo le quote sono visualizzate; è pure idonea alla selezione preventiva degli spostamenti da effettuare per le successive operazioni e, tramite il lettore a banda perforata, consente operazioni a ciclo completo per la lavorazione in serie di medie quantità.

La « Omega 2 R » NC controllo numerico può essere dotata di:

- dispositivo per il bloccaggio automatico del mandrino porta-utensili;
- bloccaggio automatico tavola portapezzi;
- dispositivo per la salita e discesa rapida del mandrino, per l'accostamento dell'utensile al pezzo da lavorare, quindi discesa di lavoro e relativo ritorno rapido a foro ultimato;
- dispositivo di inversione del senso di rotazione dell'utensile, per lavori di filettatura;
- dispositivo per la variazione automatica della velocità del mandrino, in fase con il lavoro da eseguire
- possibilità di effettuare lavori di fresatura sui due assi della tavola;
- dispositivo per la variazione automatica degli avanzamenti della tavola;
- controllo del terzo asse.

Le principali caratteristiche tecniche sono:

- spostamenti longitudinale e trasversale mm. 700 x 400;
- potenza motore mandrino CV 3 (c.c.);
- Cono con chiusura rapida dell'utensile ISO 1¼";
- peso netto macchina Kg 5.040.

Macchina per riprese televisive sottomarine

La Falcon VE 12 è la più piccola macchina per riprese televisive sottomarine (44,45 mm di diametro a 177,8 mm di lunghezza): per costruirla, la Seer TV Surveys Ltd. si è valsa soprattutto di elementi elettronici e di moduli di circuiti stampati. Estremamente versatile, date le sue dimensioni, viene usata nelle trivellazioni petrolifere, per oleodotti e cavi sottomarini, difese portuali, ecc. Attualmente, è impiegata anche nel progetto « Concorde ».

■

Nuovi transistori RF per sistemi MATV/CATV

La SGS/ATES ha recentemente introdotto tre nuovi transistori planari epitassiali per alta frequenza espressamente studiati per ricoprire tutte le applicazioni nei sistemi MATV/CATV: amplificatori di antenna VHF, UHF, amplificatori di canale, amplificatori a larga banda, convertitori, amplificatori di testa ed amplificatori di linea, amplificatori da palo.

Le caratteristiche di questi transistori sono tali da permettere la formazione di kit con caratteristiche ottimali per ogni specifica applicazione.

I transistori sono: BFR 38, BFR 99 entrambi PNP e BFR 36 di tipo NPN.

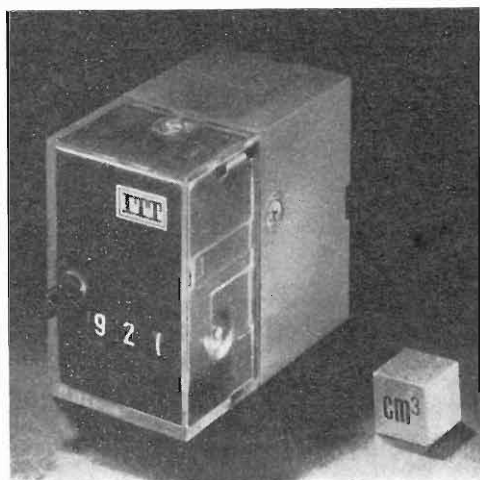
I primi due presentano elevata f_T ed ottime caratteristiche di rumore. Il BFR 99 consente inoltre un esteso campo di corrente. Il BFR 36, ad una frequenza di taglio elevata accoppia una ottima linearità sino ad alte correnti.

Nelle applicazioni citate si ottengono le seguenti prestazioni combinate:

- basso rumore fino a frequenze di 1 GHz (3,5 dB a 800 MHz);
- elevato livello di uscita anche per amplificatori a larga banda (40 ÷ 860 MHz);
- bassa intermodulazione negli amplificatori di canale;
- bassa modulazione incrociata negli amplificatori a larga banda (inferiore a —60 dB per estensori di linea).

Un tordo antidisturbo

Questo tordo tiene nel becco delle bobine d'impedenza per alta frequenza. Si tratta di componenti elettrici che impediscono che i piccoli motori degli elettrodomestici provochino disturbi nella ricezione radiofonica e televisiva. Le nuove esecuzioni sviluppate dalla Siemens vengono montate negli elettrodomestici, sintonizzate sulla gamma delle onde ultracorte. I tipi finora adottati, che venivano sintonizzati sulle onde medie e corte, potevano addirittura aumentare i disturbi.

Due nuovi contatori della ITT

Dall'ITT Components Group Europe sono stati annunciati due nuovi tipi di contatori in aggiunta alla sua già vasta gamma.

Sono i contatori elettromagnetici con azzeramento a pulsante tipo E 211 a 2 digit ed E 311 a 3 digit.

La loro durata viene garantita per 5×10^6 operazioni fino a 600 conti/min per la versione d.c. e 480 conti/min per la versione a.c. I tipi standard hanno i seguenti valori di tensione: 48, 24, 12 e 6 V d.c. e 120 V, 50 Hz a.c.

Queste piccole e compatte unità sono contenute in involucri di plastica con un disply in bianco e nero. Sono disponibili entrambe le versioni; sia per montaggio a « base » che a « pannello ».

I contatori E 211 ed E 311 sono stati approntati per l'applicazione in calcolatrici da banco per ufficio ed in apparecchiature di data processing, ma servono anche in normali applicazioni commerciali.

Voltmetro digitale da pannello DP 402

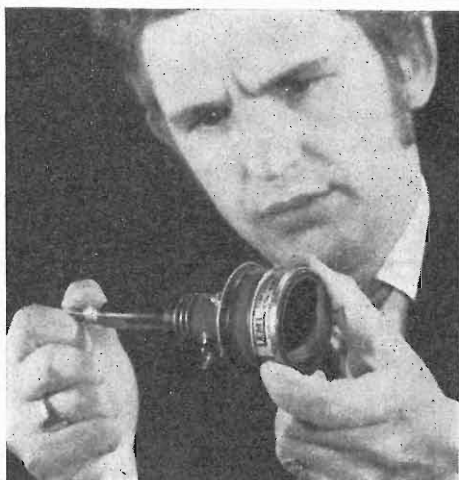
DATI TECNICI

Capacità di misura:	1999 Digitis
Numero tubi cifra:	4
Altezza caratteri:	13,46 mm
Funzioni di misura:	V cc - V ca - I cc - I ca - Ω
Gamme di misura:	Vedere tabella allegata
Tensione massima d'ingresso:	Vedere tabella allegata
Impedenza d'ingresso:	Vedere tabella allegata
Campo di temperatura:	+ 5 ÷ + 40 °C
Stabilità in funzione della temperatura:	10 µV/°C
Ingresso sospeso da massa	
Tensione massima fra negativo ingresso e massa:	500 Vpp
Reiezione tensioni di disturbo di modo comune:	> 120 dB da 40 Hz a 100 kHz
Reiezione tensioni di disturbo di modo serie:	> 52 dB da 40 Hz a 100 kHz
Sistema di misura:	a integrazione multipla
Cadenza di misura:	3 misure/sec.
Indicazione automatica luminosa di polarità:	Indicazione del simbolo
Indicazione automatica luminosa di sovraccarico (over range)	Indicazione del simbolo △
Memorizzazione dell'indicazione fra due misure successive	
Uscita dati:	BCD 8421 serie (Multiplexata a 375 Hz)
Dimensioni pannello frontale:	96 x 48 mm
Profondità totale:	102 mm
Dimensioni foratura pannello:	92 x 44 mm
Profondità retro pannello	97 mm + 6 mm per connettore di uscita
Fissaggio:	tramite dispositivo a molla
Alimentazione:	220 V - 50 Hz - 3,3 VA
Peso:	480 gr

Tipo	Portata	Funzione	Precis. ± 1 digit val. misurato	Impedenza d'ingresso	Tensione max d'ingresso	Risoluzione	Gamma di frequenza
DP 402 **P1**	200,0	mV cc	0,15%	10 GΩ	100 Vpp	100 µV	—
DP 402 P2	2,000	V cc	0,05%*	10 GΩ	100 Vpp	1 mV	—
DP 402 P3	20,00	V cc	0,05%*	10 MΩ	500 Vpp	10 mV	—
DP 402 P4	200,0	V cc	0,05%*	10 MΩ	500 Vpp	100 mV	—
DP 402 P5	1000	V cc	0,05%*	10 MΩ	1000 Vpp	1 V	—
DP 402 P6	200,0	mV ca	0,3%	3 MΩ	100 Vpp	100 µV	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P7	2,000	V ca	0,3%	3 MΩ	100 Vpp	1 mV	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P8	20,00	V ca	0,3%	1 MΩ	500 Vpp	10 mV	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P9	200,0	V ca	0,3%	1 MΩ	500 Vpp	100 mV	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P10	1000	V ca	0,3%	1 MΩ	1000 Vpp	1 V	50 Hz ÷ 50 kHz

					Tensione di misura		
DP 402 P11	200,0	Ohm	0,1%	—	200 mV	0,1 Ω	—
DP 402 P12	2,000	KOhm	0,1%	—	2 V	1 Ω	—
DP 402 P13	20,00	KOhm	0,1%	—	2 V	10 Ω	—
DP 402 P14	200,0	KOhm	0,1%	—	2 V	100 Ω	—
DP 402 P15	2,000	MOhm	0,1%	—	2 V	1 KΩ	—
					Caduta di tensione		
DP 402 P16	20,00	μA cc	0,1%	—	200 mV	10 nA	—
DP 402 P17	200,0	μA cc	0,1%	—	200 mV	100 nA	—
DP 402 P18	2,000	mA cc	0,1%	—	2 V	1 μA	—
DP 402 P19	20,00	mA cc	0,1%	—	2 V	10 μA	—
DP 402 P20	200,0	mA cc	0,1%	—	2 V	100 μA	—
DP 402 P21	2,000	A cc	0,2%	—	2 V	1 mA	—
DP 402 **P22**	200,0	μA ca	0,3%	—	220 mV	100 nA	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P23	2,000	mA ca	0,3%	—	220 mV	1 μA	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P24	20,00	mA ca	0,3%	—	220 mV	10 μA	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 P25	200,0	mA ca	0,3%	—	220 mV	100 μA	50 Hz ÷ 50 kHz
DP 402 **P26**	2,000	A ca	0,4%	—	220 mV	1 mA	50 Hz ÷ 50 kHz

* ± 0,05% del fondo scala

Una valvola televisiva è in orbita da 2500 ore

Dopo più di 2500 ore in orbita, una valvola televisiva in miniatura e a basso livello di luce — fabbricata in Gran Bretagna — è tuttora in funzione a bordo del più grosso satellite europeo, l'ESRO TD1 da mezza tonnellata, per raccogliere informazioni scientifiche sui raggi gamma del cosmo. Realizzata dalla EMI e denominata « Ebitron », la valvola viene usata per un esperimento francese per il rilevamento dei raggi gamma radianti dalla nostra galassia. Si tratta della più piccola valvola di questo tipo attualmente esistente, ed è stata prescelta grazie alla leggerezza, alla semplicità del funzionamento ed alla sua abilità di « vedere » in condizioni di quasi oscurità; quest'ultima prerogativa, unita alla velocità di risposta, è un fattore essenziale per l'individuazione delle scintille risultanti dal passaggio dei raggi gamma. Le informazioni recuperate dalla valvola vengono raccolte nel satellite e quindi teletrasmesse alla terra per essere analizzata da un computer.

EMI Electronic and Industrial Operations, Blyth Road, Mayes, Middlesex.

■

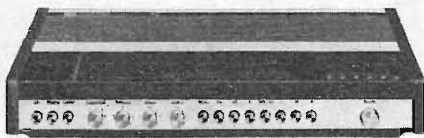
La ITT presenta una nuova soluzione circuitale per cinescopi TVC 110° collo stretto per monostandard (625 linee) e bistandard (819/625 linee)

Insieme ai cinescopi TVC 110° collo stretto A 67-150 x ed ai relativi componenti sussidiari, l'ITT Components Group Europe ha presentato un progetto di circuito che impiega esclusivamente semiconduttori e che comporta ai produttori di televisori una serie di vantaggi:

— basso consumo di energia dalla rete (110 W);
— aumentata durata della vita dei componenti, tramite la riduzione del calore all'interno del ricevitore.
— risparmio nei costi tramite una più semplice costruzione del circuito e del giogo di deflessione toroidale
— maggiore affidabilità e sicurezza tramite l'impiego del circuito di deflessione a tiristori con una migliore costante di alta tensione ed ampiezza di immagine.

In favore del nuovo cinescopio 110°, in versione collo stretto, vi è inoltre una ampia serie di argomenti ad esempio: la profondità, che è inferiore di 11 cm a quella dei cinescopi TVC 90°, e che permette di costruire televisori più compatti senza per questo dover ridurre lo schermo di 67 cm.

Gli errori di convergenza negli angoli sono notevolmente ridotti grazie agli intervalli più brevi dei sistemi d'irradiazione ad elettroni, per cui il generatore di convergenza agli angoli non serve. Inoltre la correzione di convergenza può essere effettuata con un circuito passivo. Con i cinescopi 110° la ITT offre ai produttori di televisori il giogo di deflessione FAS-3, l'unità di convergenza FRK 110-3 ed un progetto di comando a tiristori.

Nuovo ricevitore di alta classe "Stereo 6000 Hi-Fi" ITT Schaub Lorenz

ITT SCHAUB-LORENZ stereo 6000 HiFi

Questa nuova realizzazione, di piacevole forma piatta, soddisfa superbamente le esigenze degli apparecchi stereo di classe. Del tutto nuova in questo apparecchio è la speciale scala in vetro affumicato per la diffusione della luce, che comporta una visibilità perfetta. Le graduazioni della scala diventano visibili appena si mette in funzione l'apparecchio. In elegante stile funzionale, in questo modello armonizzano le graziose superfici metalliche con i piccoli fianchi massivi in legno pregiato (a scelta, in noce, tek, o palissandro). Gli organi di manovra sono disposti in fila sotto il lato basso (verticale) della scala. Le superfici del sensore O.U.C. e i potenziometri di predisposizione vengono regolati dalla scala.

Dal punto di vista della tecnica circuitale, il nuovo apparecchio corrisponde a tutte le prescrizioni della norma DIN 45 500. Il ricevitore presenta per la gamma MF una costosa ed elaborata sezione d'ingresso. Per soddisfare le severe esigenze, che si pongono quando le intensità di campo sono molto diverse, esso è provvisto di uno stadio mescolatore pilotato dall'esterno con un oscillatore separato. I circuiti che determinano la selezione sono costruiti nel modo ben noto usato nei sintonizzatori UHF e cioè a compartimenti. Il primo scomparto contiene il circuito accordato d'entrata. Il secondo contiene il filtro di banda intermedia a RF e il transistore del prestadio regolato dal C.A.S. Quattro diodi di capacità effettuano la sintonia (tipo BA 138). Come equipaggiamento di transistori sono usati esclusivamente tipi planari al silicio.

Per la realizzazione della ricerca stabile delle stazioni, c'è nel mod. STEREO 6000 HiFi un nuovo dispositivo elettronico sensore in O.U.C. Sotto un coperchio incernierato entro lo spazio della scala, ci sono coperti 5 potenziometri di predisposizione delle stazioni in totale e vi è collocata la corrispondente scala.

Una volta regolate, le stazioni registrate vengono richiamate senza alcuna azione meccanica, mediante un leggero tocco col dito della superficie del sensore.

Il programma scelto viene segnalato da un indice luminoso.

Per la normale ricerca delle stazioni, serve un dispositivo simplex.

Per ottenere risultati di ricezione in MA particolarmente buoni, il nuovo apparecchio è costruito con circuiti di entrata speciali per antenna esterna. Per la ricezione con antenna in ferrite è disponibile un commutatore. Per la mescolazione viene usato un oscillatore separato. Lo stadio miscelatore stesso viene regolato dal C.A.S. nel tratto verso l'alto della curva di regolazione. Nella sezione FI in MF si è adottato, dopo il blocco di selezione, un circuito di commutazione integrato TAA 350 con 4 stadi di amplificatori differenziale. Con un amplificatore differenziale viene effettuata anche la demodulazione. Con l'adozione di 6 stadi FI e amplificatori differenziali, si raggiungono oltre ad una forte amplificazione e già con piccoli segnali di entrata, buone prorietà di limitazione. L'amplificatore FI in MA è provvisto di un filtro ibrido.

Per la decodifica dei segnali stereo si è impiegato il sistema Multiplex di tempo.

Alla ricezione di una stazione avente intensità di campo esuberante, entra in gioco la commutazione Mono/Stereo in dipendenza della nota pilota. Nel funzionamento monofonico i canali AF (audio frequenza) sono connessi in parallelo.

Per avere un'impressione di uguale intensità di suono, sia nel funzionamento mono, sia in quello stereo, l'amplificazione del decodificatore viene regolata convenientemente. In totale vengono impiegati 9 stati per canale per l'amplificazione AF.

Essi sono equipaggiati esclusivamente con transistori al silicio planari. Misurata alle boccole TA (fonorivelatore) c'è una tensione di entrata che assicura il pieno pilotaggio, pari a circa 3 V. La sopraelevazione, rispettivamente l'attenuazione dei circuiti di regolazione dei toni, per gli acuti e per i bassi è ± 18 dB. Con il regolatore di bilanciamento, ciascun canale può essere ridotto a zero. L'amplificatore supplementare per il collegamento di un fonorivelatore magnetico è costituito da 2 stadi per canale e corrisponde alle norme C.C.I.R. Le uscite degli altoparlanti sono previsti a coppie per ciascun canale e possono, a scelta, essere connesse insieme o venire separate. Per l'uso di una cuffia è presente anche una apposita connessione. La potenza di uscita del mod. STEREO 6000 HiFi è 25 W per canale (nota sinoidale persistente), con un fattore di distorsione armonica $K \leq 0{,}2\%$ (1000 Hz).

La larghezza di banda di potenza va da 15 Hz a 40 kHz.

Il trasformatore di alimentazione di rete è regolabile per 110 ÷ 127 V e 220 V. Con uno speciale gruppo Philbert PM95, esso presenta una forma compatta e garantisce un minimo di campi magnetici dispersi. In totale esso presenta 4 svolgimenti secondari. Da uno viene ricavata l'alimentazione stabilizzata degli stadi finali; mediante un'ulteriore stabilizzazione a 2 stadi si ricava l'alimentazione della sezione O.U.C. e della basetta RF/FI, nonché dell'elettronica del sensore. Un altro ramo alimenta i diodi di capacità con la tensione stabilizzata di sintonia. Gli avvolgimenti 3 e 4 servono per l'illuminazione dell'Elettronica-Sensore e dell'indicatore di stereo.

Equipaggiamento 84 transistori; 2 IS; 36 diodi e 4 raddrizzatori.

Dimensioni in cm: 54,5 (larghezza) x 8,5 (altezza) x 33,1 (profondità).

Peso: 8,5 kg circa.

DATI TECNICI:

Sezione Radio

Campi d'onde: Onde lunghe 145 ÷ 370 kHz (2070 ÷ 810,8 m); Onde medie 510 ÷ 1605 kHz (588 ÷ 187 m); Onde corte 5,8 ÷ 8 MHz (51,8 ÷ 37,5 m); Onde ultracorte 87,5 ÷ 104 MHz (3,45 ÷ 2,88 m);
Circuiti: 11 in MA; 20 in MF;
Antenne incorporate in ferrite per O.L. e O.M.
Sensibilità: in MA, O.L. 20 μV, O.M. 16 μV, O.C. 4,5 μV (con modulazione 30% e rapporto segnale/fruscio 6 dB); in MF 1,5

μV (con deviazione di frequenza 22,5 kHz e rapporto segnale/fruscio 20 dB);
Guadagno FI: in MA 70 dB; in MF 80 dB; FI: in MA 460 kHz; in MF 10,7 MHz;
Rapporto d'immagine: in O.L. e O.M. 45 dB; in O.C. 25 dB; in MF 65 dB;
Deaccentuazione 50 μs come da norma;
Decodificatore stereo: indice luminoso di stereo; commuta a 5 μV;
Limitazione: 0,8 μV punto d'innesto;
Sintonia automatica: campo di captazione ± 300 kHz, disinseribile.

Sezione AF

Potenza di uscita 2 x 30 W sinoidali (distorsione 0,2%, a 1 kHz); 2 x 40 W musicali;
Larghezza di banda 15 Hz ÷ 40 kHz (nota continua sinoidale con distorsione 1% max.);
Gamma di trasmissione 20 Hz ÷ 20 kHz entro ± 1,5 dB (6 dB sotto la piena potenza);
Regolazione fisiologica del volume sonoro;
Regolazione del bilanciamento fino a zero per ciascun canale;
Regolazione dei toni: bassi (40 Hz) ± 18 dB; acuti (20 kHz) ± 18 dB;
Testo di linearità: commuta la risposta da lineare a fisiologica;
Mono/stereo: inseribili a scelta mediante pulsante;
Correzione della curva di risposta per fonorivelatore magnetici secondo la norma C.C.I.R.: costanti di tempo 3180 μs, 318 μs, 75 μs;
Sensore elettronico: Con questo dispositivo di comando in stereo, la ricerca delle stazioni in MF avviene magicamente attraverso il programmatore sensorizzato.

■

Attrezzatura elettronica ausiliaria per l'insegnamento

Una ditta britannica ha sviluppato una serie di otto esperimenti per studenti in forma di « laboratorio introduttivo » a base di dispositivi e circuiti elettronici. La cosa ha lo scopo di incoraggiare lo studio delle tecniche elettroniche con delle operazioni relativamente semplici, in modo da evitare la possibilità di interpretazioni errate.

Gli esperimenti riguardano l'indicazione di caratteristiche, l'efficienza di classe, la la polarizzazione e gli effetti termici, gli oscillatori di rilassamento, l'amplificatore a corrente alternata a controreazione, quello a corrente alternata a reazione positiva, nonché l'amplificatore a corrente continua e la stabilizzazione della detta corrente.

Ognuno degli esperimenti viene compiuto con dell'attrezzatura autonoma, con quadri di circuiti stampati, transistori e termistori. Alcuni degli esperimenti richiedono degli oscilloscopi, dei generatori di segnali, dei multimetri e degli attenuatori variabili; si tratta di attrezzatura che può essere fornita dalla stessa ditta.

L'esperimento relativo all'indicazione di caratteristiche mostra, mediante il collegamento con un oscilloscopio, le caratteristiche forme di onda dinamiche di diodi, diodi di Zener e di transistori bipolari e ad effetto di campo.

L'attrezzatura relativa all'efficienza di classe comprende un generatore di onde sinusoidali di bassa frequenza; tale attrezzatura dimostra la polarizzazione di un transistore nelle classi A, B e C, calcolando l'efficienza pratica di ogni tipo di classe.

L'esperimento relativo alla polarizzazione e agli effetti termici è stato sviluppato onde mostrare gli effetti della temperatura su transistori al silicio o germanio. Un forno di piccole dimensioni riscalda rapidamente il transistore sino ad oltre i 100°: la giusta temperatura di giunzione viene indicata su di un contatore. Il transistore sottoposto ad esame viene disposto in varie combinazioni di polarizzazione onde mostrare gli effetti della polarizzazione a reazione: possono essere tracciate le caratteristiche di dispersione del transistore.

Nell'esperimento relativo agli oscillatori di rilassamento lo studente costruisce un circuito su di un quadro da circuito stampato a spina. In questo caso il quadro permette una progressione agevole attraverso dei multivibratori stabile, monostabile e bistabile.

Lo studente costruisce un amplificatore a corrente alternata su di un quadro a spina per un esperimento dimostrante i parametri su cui influisce la reazione negativa, come le impedenze di entrata ed uscita, la larghezza di banda e il guadagno. Questo amplificatore può essere usato anche per dimostrare la reazione positiva quando installato su di un'unità di controllo diversa.

Viene effettuato un altro esperimento in cui lo studente costruisce un amplificatore a corrente continua per dimostrare i problemi inerenti all'amplificazione a corrente continua e gli effetti della reazione. Questa unità può essere adoperata anche onde risolvere dei problemi semplici in forma analogica, dal momento che essa illustra i principi del computo analogico.

Lo studente può costruire quattro reti di stabilizzazione secondo una progressione naturale (Zener, serie, stabilizzata e serie di qualità più alta stabilizzata con o senza limitazione di corrente), in modo da dimostrare il fattore ondulazione, la regolazione e il rapporto di stabilizzazione.

L'attrezzatura in questione può essere fornita in maniera da poter funzionare con correnti di tutti i voltaggi. Ogni unità presenta una larghezza, una profondità e un'altezza rispettivamente di 382, 210 e 115 mm; il suo peso è di circa 1,4 kg. L'attrezzatura al completo occupa 0,13 mc e pesa 14 kg.

■

Telecamera modello FP 100

La telecamera da studio SELECO modello FP 100 è stata progettata per soddisfare molteplici necessità nel campo della televisione a circuito chiuso, in particolare dov'è richiesta una telecamera compatta, leggera, facilmente manovrabile e di elevate prestazioni. Di conseguenza è particolarmente adatta per riprese all'esterno oltre che per riprese in studio.

La telecamera incorpora un mirino elettronico (view-finder) ad elevata risoluzione. Questo consiste in un monitore compatto da 5" in grado di visualizzare anche un segnale video esterno, azionando semplicemente un commutatore posto sul pannello posteriore.

L'apparecchio ha la possibilità di montare una vasta gamma di obiettivi.

Orologio digitale con suoneria

A. Vozzi

Sono attualmente disponibili sul mercato diversi orologi digitali con presentazione a tubi indicatori di cifre e molti schemi sono già stati pubblicati.
Scopo di questo articolo non è quindi quello di aggiungere qualche cosa di nuovo in questo campo, ma di presentare i componenti Mistral quali tubi indicatori di cifre, circuiti integrati, quarzi, campioni di frequenza ecc.

All'orologio è stato aggiunto un circuito che permette di suonare le ore, sintetizzando il suono di un campanello. L'alimentazione dell'apparecchio è a rete; un accumulatore al NiCd fa si che al mancare dell'alimentazione il contatore non perda l'informazione del contenuto e prosegua nel conteggio. Al ritornare della tensione di rete sarà quindi presentata l'ora giusta ed un apposito caricabatteria provvederà a ripristinare la carica dell'accumulatore stesso.

Descrizione del circuito

Dividiamo il circuito in tre parti: l'orologio, la suoneria e l'alimentatore; di ciascuna di esse esaminiamo le parti componenti.

Orologio

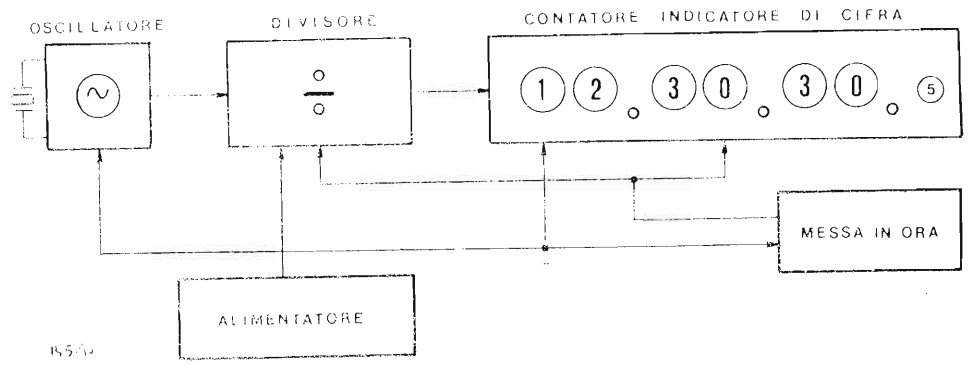
L'orologio si compone di quattro sezioni: l'oscillatore, il divisore, il contatore indicatore di cifra e il circuito di messa in ora, come è chiaramente visibile facendo riferimento allo schema a blocchi riportato in Fig. 1.

Fig. 1

Oscillatore

L'oscillatore può essere del tipo a quarzo con frequenza di 100 KHz (Fig. 2) oppure 5 MHz (Fig. 3) od essere costituito da un campione di frequenza (Fig. 4).

In questo oscillatore viene impiegato un amplificatore operazionale (SFC 2311) capace di lavorare a bassa tensione, con una sola alimentazione. Le sue caratteristiche si prestano particolarmente all'impiego come oscillatore.

La forma d'onda in uscita viene portata ai livelli necessari per pilotare i divisori integrati da un invertitore squadratore.
Il circuito di fig. 3 è particolarmente interessante perché la frequenza del quarzo è tale da permettere un taglio economico che ne minimizza la deriva termica.

La scelta opportuna dei componenti permette di ridurre ulteriormente la deriva di tutto l'oscillatore.

L'amplificatore squadratore in uscita serve a portare il segnale ai livelli necessari per pilotare i divisori integrati.

Se si desidera una stabilità molto elevata è possibile ricorrere ad un pilota di frequenza costituito da un oscillatore a quarzo compensato montato in un contenitore. I dati sulla stabilità sono riportati dal catalogo. L'amplificatore d'uscita serve a riportare il segnale in uscita ai livelli necessari per pilotare il divisore integrato.

Divisore di frequenza

La frequenza generata dall'oscillatore deve essere opportunamente divisa per poter pilotare correttamente il contatore visualizzato.

Nel nostro caso sono presentati anche i decimi di secondo per cui il divisore deve dare in uscita la frequenza di 10 Hz. Utilizzando il quarzo a 100 KHz occorre che il divisore sia costituito da quattro decadi in cascata come indicato in figura 5.

Gli ingressi di reset a 0 sono collegati tutti in parallelo ed utilizzati, come si ve-

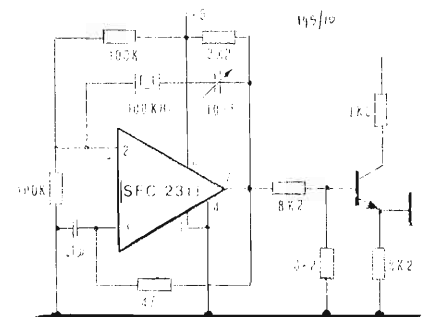



Fig. 2 - Frequenza del quarzo 100 KHz
Stabilità in frequenza quella del quarzo
Stabilità a lungo termine quella del quarzo

5 MHz

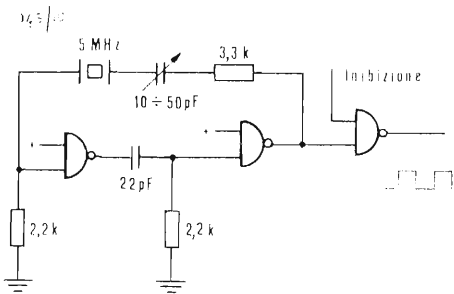



Fig. 3 - Frequenza del quarzo 5 MHz
Stabilità in frequenza (da 0 a + 50 °C) 10 ppm
Stabilità a lungo termine 20 ppm (tip)

Campione di frequenza
(PCT-M106)

Fig. 4 - Frequenza (PCT-M103) 10 MHz
Stabilità in frequenza (da —40 a + 70 °C)
1 ppm
Stabilità a lungo termine (1 anno) 2 ppm

Fig. 5

drà più avanti, per la messa in ora.
Nel caso del quarzo a 5 MHz occorrerà aggiungere altre due decadi connesse come in figura 6.
Usando il campione di frequenza a 10 MHz le sei decadi dovranno essere collegate come in figura 7.
La frequenza massima garantita di conteggio delle decadi utilizzate (SFC 490 E) è di 20 MHz e quindi anche nel caso si usi il campione di frequenza non sorgono problemi.

Contatore e visualizzatore

Sette tubi indicatori numerici permettono di leggere le ore, i minuti, i secondi ed i decimi di secondo.
Un circuito ausiliario serve per la messa in ora del contatore alla partenza o per eventuali correzioni.
Per esaminarne il funzionamento facciamo riferimento allo schema a blocchi di fig. 8.
Il divisore per 10 conta i decimi di secondo ed alimenta un divisore per 60 (costituito da due decadi in cascata opportunamente reazionate) che conta i secondi, ed a sua volta alimenta un successivo divisore per 60 uguale al precedente che conta i minuti ed alimenta un ultimo divisore per 24 (costituito anch'esso da due decadi reazionate) che conta le ore.
Due deviatori permettono di collegare rispettivamente l'uscita del contatore dei secondi all'ingresso di quello dei minuti e l'uscita del contatore dei minuti all'ingresso del contatore delle ore: nell'altra posizione sconnettono questi collegamenti e permettono di introdurre manualmente nei contatori dei minuti e delle ore degli impulsi per farli avanzare; contemporaneamente i contatori dei secondi e decimi di secondo, insieme a tutti i divisori vengono azzerati.
Questi commutatori sono realizzati mediante porte e i comandi per immettere gli impulsi sono tali da evitare che un contatto incerto dei pulsanti possa essere dannoso.
Per aggiustare l'ora si porta S_1 nella posizione b e mediante S_2 e S_3 si iniettano nel contatore dei minuti e delle ore tanti impulsi quanti ne occorrono; riportando S_1 nella posizione « a » l'orologio riparte.

Suoneria

Il suono che si desidera riprodurre con questo circuito è quello di un campanello, si desidera inoltre suonare un colpo allo scadere della mezzora con un suono un semitono più alto.
Quando si colpisce un campanello con un martelletto, questo risuona in maniera piuttosto complessa e variabile secondo la forma, le dimensioni, il materiale del campanello stesso; all'inizio, quando il martelletto è ancora a contatto col campanello, le oscillazioni sono fortemente smorzate; alla fine, quando si stanno estinguendo, solo la fondamentale ha ancora ampiezza apprezzabile.
La suoneria è costituita da tre sezioni: il sintetizzatore del suono, il contatore locale ed il comparatore.

Sintetizzatore

Per ricostruire il suono di un campanello percosso da un martelletto si è presa una frequenza e la si è divisa per due quattro volte. Le quattro sotto-armoniche generate sono state moltiplicate ciascuna per il complemento di un dente di sega a costante di tempo variabile singolarmente per ciascuna di esse e quindi sommate in rapporti diversi.
Un oscillatore di cadenza con frequenza di circa 1 Hz dà la cadenza di ripetizione dei colpi.
Allo scadere della mezzora viene suonato un solo colpo, un semitono più alto della nota usata per battere le ore.
Un circuito provvede a formare la coinci-

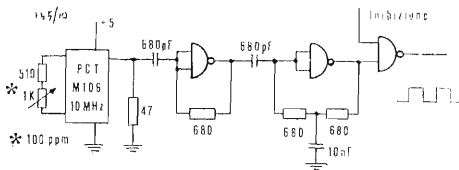
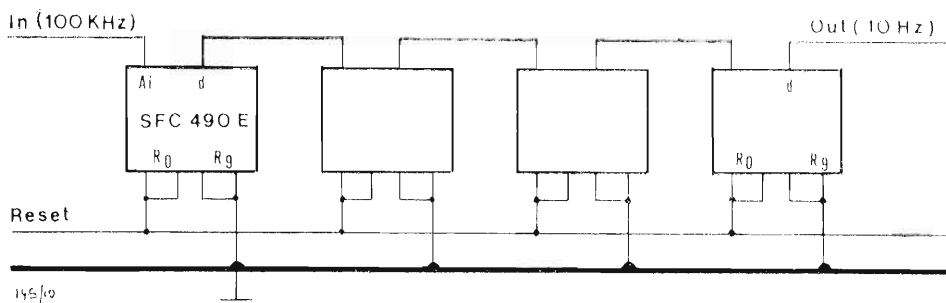
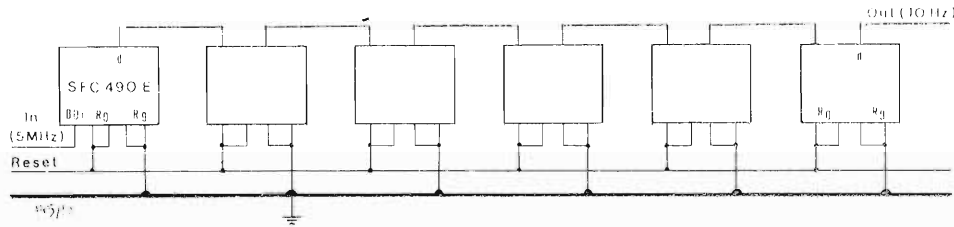



Fig. 6

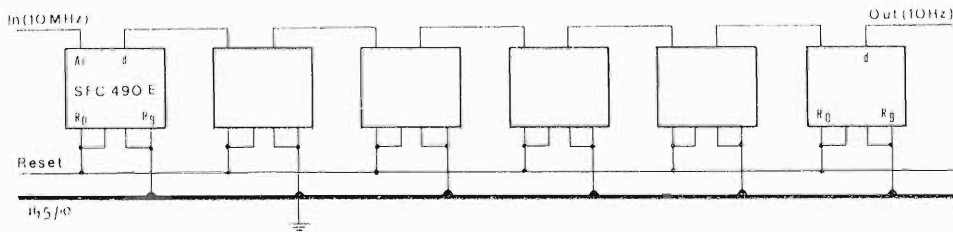



Fig. 7

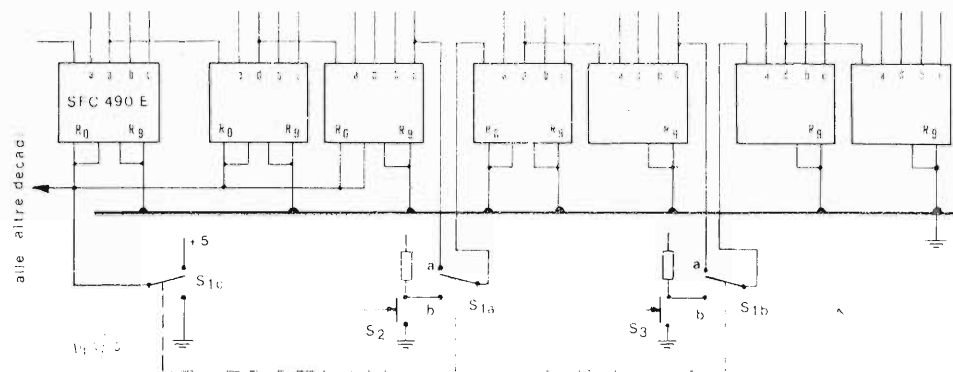



Fig. 8

denza a 30 per il contatore dei minuti, con questo segnale, presente per un minuto, (dal 30mo al 31mo minuto) si sposta la frequenza dell'oscillatore di nota e si dà un impulso al generatore di cadenza. Al 31mo minuto l'oscillatore ritorna alla sua frequenza normale di funzionamento ed è quindi pronto al 60mo minuto a battere le ore.

Contatore locale

Ogni volta che l'oscillatore di cadenza fa battere un colpo, questo viene registrato dal contatore locale costituito da due decadi reazionate per contare a 24. Il contatore locale deve riciclare a 24 per poter suonare 24 colpi a mezzanotte come si vedrà più avanti.

Comparatore

Il comparatore ha il compito di confrontare il contenuto del contatore delle ore con quello dei colpi suonati e di fermare l'oscillatore di cadenza quando sono stati suonati tanti colpi quanti ne indica il contatore delle ore.
A mezzanotte occorre suonare 24 colpi, ma il contatore delle ore segna 0 e il comparatore, facendo il confronto alla partenza con il contatore dei colpi, (che contiene anche esso 0) spegnerebbe subito l'oscillatore di cadenza. Per ovviare a ciò il comparatore viene abilitato solo dopo che è stato suonato almeno un colpo, ed il contatore dei colpi contiene quindi 1, in questo modo il comparatore riuscirà a spegnere l'oscillatore di cadenza solo quando il contatore dei colpi conterrà nuovamente 0, cioè quando avrà riciclato dopo 24 colpi.

Alimentatore

L'alimentatore deve fornire l'alta tensione ai tubi indicatori di cifra e le tensioni necessarie ai circuiti integrati ed alla suoneria.
L'oscillatore a quarzo, i divisori, i contatori delle ore e i relativi servizi sono alimentati in tampone, in modo che, al mancare della rete, non viene perso il contenuto dei contatori ed il conteggio stesso prosegue.

Al mancare della tensione di alimentazione non sarà più possibile leggere le ore, ma queste saranno nuovamente presentate senza errore al ritorno della rete stessa.

Un caricabatteria ad SCR provvede a ripristinare il primitivo livello di carica della batteria ed a fornire la giusta corrente di mantenimento alla batteria stessa. Il filtro di ingresso è costituito da tre spire bifilari avvolte su di un toro (vedi fig. 9).

Il trimmer P_1 viene regolato in modo che la tensione fornita dal circuito integrato SFC2309R sia maggiore di quella della batteria in modo che questa in funzionamento normale non eroghi corrente.
Il trimmer P_2 serve a determinare il valore della tensione di batteria a cui il circuito di carica deve disinserirsi ed erogare solo la corrente di mantenimento.

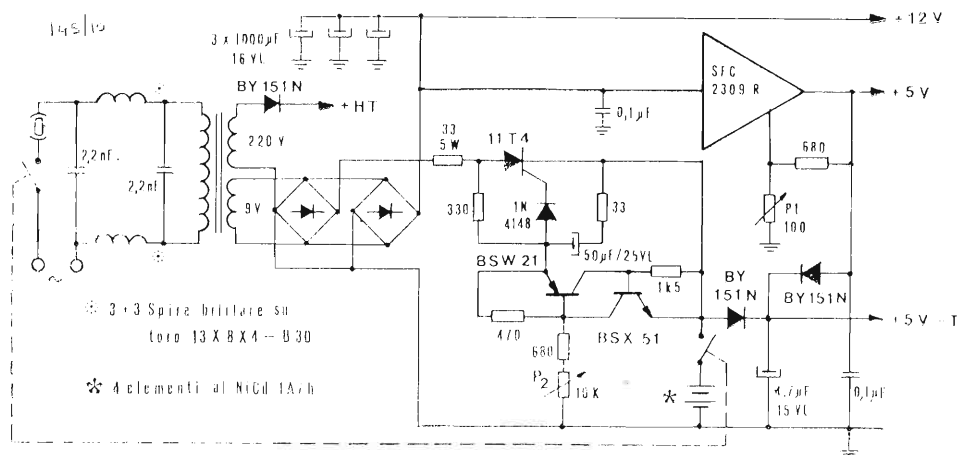



Fig. 9

Elenco componenti

R_1 33K 1W
R_2 56K 1/2W
R_3 33K 1W
R_4 33K 1W
R_5 56K 1/2W
R_6 33K 1W
R_7 33K 1W
R_8 56K 1/2W
R_9 33K 1W
R_{10} 33K 1W
R_{11} 100K
R_{12} 2K2
R_{13} 100K
R_{14} 47K
R_{15} 680
R_{16} 680
R_{17} 680
R_{18} 680
R_{19} 680
R_{20} 680
R_{21} 680
R_{22} 22K
R_{23} 680

R_{24} 6K8
R_{25} 22K
R_{26} 22K
R_{27} 6K8
R_{28} 220K trimmer
R_{29} 220K trimmer
R_{30} 5K6
R_{31} 10
R_{32} 22K
R_{33} 820
R_{34} 330
R_{35} 4K7 trimmer
R_{36} 680
R_{37} 4K7 trimmer
R_{38} 680
R_{39} 4K7 trimmer
R_{40} 680
R_{41} 4K7 trimmer
R_{42} 680
R_{43} 10
R_{44} 1M5
R_{45} 1M5
R_{46} 1M5

R_{47} 100K
R_{48} 22K potenz.
R_{49} 39K
R_{50} 47
R_{51} 820
R_{52} 22K
R_{53} 22K
R_{54} 6K8
R_{55} 22K
R_{56} 6K8
R_{57} 680
R_{58} 22K
R_{59} 10
R_{60} 6K8
R_{61} 22K
R_{62} 220K trimmer
R_{63} 22K
R_{64} 680
R_{65} 22K
R_{66} 6K8
R_{67} 6K8

C_1 0,1 µF ceramico
C_2 10÷50 pF ceramico
C_3 47 nF ceramico
C_4 2200 pF ceramico
C_5 1 µF 15 V1 tantalio
C_6 1 µF 15 V1 tantalio
C_7 1 µF 15 V1 tantalio
C_8 1 µF 15 V1 tantalio
C_9 390 pF ceramico
C_{10} 39 pF ceramico
C_{11} 15 µF 6V1 tantalio
C_{12} 22 µF 6V1 tantalio
C_{13} 0,1 µF ceramico
C_{14} 47 nF ceramico
C_{15} 22 µF 6 V1 tantalio
C_{16} 47 nF ceramico

NB.: Tutte le resistenze, se non diversamente specificate, sono da 1/4 W.

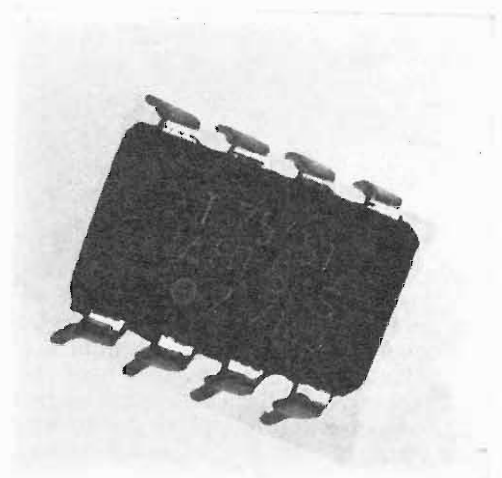
Laboratorio Applicazione Mistral - Milano

La SGS/ATES annuncia un doppio circuito logico d'interfaccia

La SGS/ATES entro poco tempo renderà disponibile sul mercato un nuovo prodotto sviluppato nell'ambito della famiglia dei circuiti logici d'interfaccia.

Denominato T75451A il dispositivo è costituito da due AND a due ingressi che pilotano due transistori di potenza; detti transistori, del tipo a collettore aperto, sono in grado di assorbire correnti di carico sino a 300 mA per una V_{CEsat} garantita di 0,7 V. Caratteristica di non minore importanza è la bassa corrente di fuga (100 µA) che viene garantita per una tensione di rottura di 303 V.

Il T75451A, totalmente compatibile con le famiglie DTL e TTL, trova largo impiego in sistemi logici ove sono richieste commutazioni veloci di potenza per pilotaggio di lampade, relé memorie e circuiti MOS.

Il dispositivo, disponibile per le prime campionature entro il mese di giugno, viene chiuso in un involucro plastico ad otto piedini ed il funzionamento è garantito su di un intervallo di temperatura standard (0 °C ÷ 70 °C).

INDICE GENERALE DELLA 44ª ANNATA

n. 1 gennaio

n. 2 febbraio

n. 3 marzo

n. 4 aprile

n. 5 maggio

n. 6 giugno

n. 7 luglio

n. 8 agosto

n. 9 settembre

n. 10 ottobre

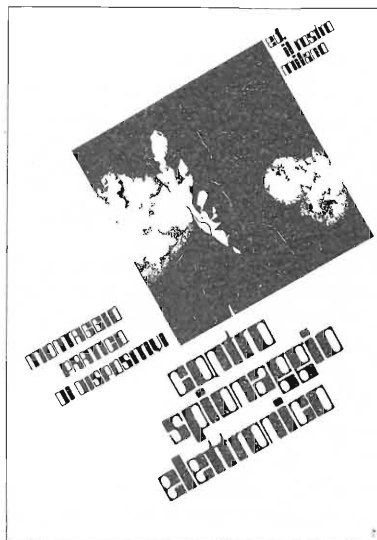
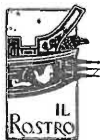
n. 11 novembre

n. 12 dicembre

Musica elettronica

L'elettronica, per il suo carattere tecnico scientifico, sembrava esclusa dalle manifestazioni musicali artistiche; è invece avvenuto che, proprio nel campo musicale, l'elettronica trovasse un vasto campo di applicazione. Conquistato rapidamente l'ambito della riproduzione di suoni creati dagli strumenti classici e dalla voce oltre a riprodurre i suoni, l'elettronica è ormai in grado di originarli, sia imitando perfettamente quelli naturali, sia creandone di nuovi con sorprendenti effetti speciali. Nel libro MUSICA ELETTRONICA si descrivono le chitarre elettriche con gli effetti di vibrato, di riverberazione, gli amplificatori dai cento usi, gli organi elettronici in tutti i loro minuti particolari.

Volume di pagg. 140 con figure e schemi applicativi - L. 3.000

Controspionaggio elettronico

Il titolo del volumetto pubblicato dalla Editrice « il Rostro » è tutta una promessa di avanzata modernità mobilitata a combattere le spie. Questa nuova opera fa seguito allo « Spionaggio elettronico » già edito da « il Rostro » ed insegna i modi di neutralizzare i mezzi d'informazione clandestina.

La lettura del « Controspionaggio » vi metterà in grado di «scoprire» linee elettriche incassate nei muri eseguendo una « radiografia » con un apparecchino semplicissimo, che interroga un fabbricato sospetto ottenendo sempre la risposta desiderata.

Trappole elettromagnetiche, sbarramenti a radiazioni invisibili, porte apribili per magia e simili stregonerie moderne vi renderanno superpoliziotti imbattibili, dai mezzi rigorosamente scientifici ben superiori a quelli confusamente accennati nei romanzi gialli.

Volume di circa 100 pagg. Figure e schemi applicativi - L. 3.000

Spionaggio elettronico

L'elettronica ha reso accessibile anche ai privati e ai dilettanti in vena di fare la « spia » la costruzione e quindi l'uso dei dispositivi necessari a seguire una conversazione, a proteggersi da eventuali controlli e registrare tutto ciò che viene detto in un ambiente; in una parola, a « mettere il naso » nelle faccende altrui. Nel libro SPIONAGGIO ELETTRONICO vengono passati in rassegna tutti i possibili strumenti della perfetta spia e se ne descrivono, il funzionamento e la costruzione pratica.

Volume di pag. 123 con figure e schemi applicativi - L. 3.000

EDITRICE IL ROSTRO 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

emme esse
Via Moretto 44 - 25025 MANERBIO (BS)
Antenne TV - miscelatore - amplificatori a transistor - convertitori per frequenze speciali - accessori vari per installazioni TV.

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

PRESTEL s.r.l.
antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI

COSTRUZIONI
RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI,1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250

MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. 'mpianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia

Via Carnevali, 107

20158 Milano - Tel. 370.811

Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S.p.A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma

Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano

Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

Via L. Cadorna, 61

VIMODRONE (Milano)

Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana

80122 - NAPOLI

Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5

Radio, TV, Giradischi

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano

Via Montenapoleone, 10

Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano

20099 Sesto S. Giovanni

Viale Italia 1
Tel. 24.76.751 - 24.76.634 - 24.77.241

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15

Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

Televisori componenti radio

ELECTRONICS

Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici

LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano

Via Nerino, 8

Telefono 803.426

CONDENSATORI RESISTENZE

ICAR - MILANO

Corso Magenta, 65

Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE

Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003

24030 MEDOLAGO (Bergamo)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano

Corso Magenta, 65

Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.

Paderno Dugnano (Milano)

Via Roma, 92

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 3

Telefono 69.94

RICAGNI - Milano

Via Mecenate, 71

Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano

Corso Magenta, 65

Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RAPPRESENTANZE ESTERE

BELOTTI ING. S. & DR. GUIDO

Piazza Trento 8 - 20135 MILANO

Tel. 54.20.51 (5 linee)-54.33.51 (5 linee)

Strumenti elettrici di misura

Costruzioni elettriche

Stati Uniti - Weston, Esterline Angus, Sangamo, Biddle, Non Linear System, PRD Electronics.

Inghilterra - Evershed-Megger, Tinsley, Wayne Kerr, Foster, Record.

Germania - Zera, Jahre, Elektrophysik, Schmidt & Haensch, Fischer.

Giappone - Anritsu, Iwatsu, Takeda Riken.

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A

Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano

Via dei Gracchi, 20

Tel. 46.96.551

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avolgim. radio elettrico

◆

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE !!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni !!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5 % !!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE !

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro ! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura ! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura !
Record di robustezza, compattezza e leggerezza ! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari ! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate !

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

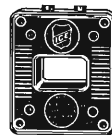
Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R: amaranto**; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.** Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

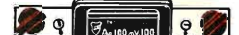
Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Archivio schemi

mod. vt169 run 2

Schema elettrico del ricevitore di TV admiral mod. VT 169 RUN 2